Фисон

РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Б. А. ВАРШАВЕР

УДК 621.37.

Б.А. Варшавер.
Расчет и проектирование импульсных усилителей

М., „Высшая школа"
1967.

Б. А. ВАРШАВЕР

РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

**Допущено
Министерством высшего
и среднего образования РСФСР
в качестве учебного пособия
для студентов радиотехнических
вузов и факультетов**

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ВЫСШАЯ ШКОЛА»
МОСКВА — 1967

УДК 621.37

В книге излагаются вопросы расчета и проектирования импульсных усилнтелей на лампах и транзисторах. Рассматривается общий порядок проектированnя и основания для выбора схемы. Приводится методика расчета различных схем. Даны примеры проектирования усилителей импульсных сигналов и расчета отдельных каскадов.

Книга предназначена для студентов старших курсов радиотехнических факультетов и дипломников. Она может быть полезна также инженерно-техническим работникам, занимающимся разработкой усилительных устройств в области радиоэлектроники и автоматикн.

Рецензенты:

кафедра радиоэлектроники и импульсной техники Всесоюзного заочного электротехнического института связи

кафедра радиосистем Северо-Западного заочного политехнического института

3—3—12
115—67

ПРЕДИСЛОВИЕ

Среди большого числа книг, посвященных импульсным усилителям, отсутствует руководство, которое специально рассматривало бы вопросы их расчета и проектирования. Настоящая работа представляет попытку частично восполнить указанный пробел. В книге приводится методика электрического расчета реостатных ламповых и транзисторных усилителей импульсных сигналов постоянного тока, частотный спектр которых лежит в области от десятков герц до десятков мегагерц.

Вопросы проектирования ламповых и транзисторных усилителей рассматриваются в основном раздельно. Это позволяет при работе с книгой знакомиться только с той частью ее содержания, которая имеет непосредственное отношение к проектируемому типу усилителя. Общими разделами, которые необходимо изучить при проектировании как лампового, так и транзисторного усилителя, являются: глава 1 (за исключением § 1.7), а также § 4.1 и 5.1. Все остальные разделы посвящены либо только усилителям на лампах (глава 6, а также § 3.1, 3.2, 3.3, 4.2 и 5.2), либо только усилителям на транзисторах (глава 2, а также § 1.7, 3.4, 3.5, 4.3 и 5.3).

В работе рассматриваются лишь наиболее типичные схемы, которые в силу свойственных им достоинств получили преобладающее распространение и методика расчета которых к настоящему времени в достаточной степени сложилась.

В книге отсутствуют выводы расчетных формул и доказательства известных положений теории импульсных уси-

лителей, что обусловлено основным ее назначением — служить пособием при курсовом и дипломном проектировании. Предполагается, что читатель в достаточной мере знаком с общей теорией работы импульсных усилителей из соответствующего курса вуза или в том объеме, как этот раздел изложен, например, в книгах А. А. Ризкина [18], Г. С. Цыкина [26] или И. Г. Мамонкина [41].

Вместе с тем, в порядке краткого напоминания, в связи с задачами проектирования в пособии дается представление о наиболее важных особенностях работы импульсных усилителей. Большое внимание уделяется сравнению отдельных схем и выявлению области их целесообразного использования.

В связи с ограниченным объемом книги в нее не вошли представляющие интерес вопросы проектирования функциональных усилителей, а также усилителей импульсов наносекундной длительности, схемы которых качественно отличны.

Дополнительную информацию по рассматриваемым в книге вопросам читатель может получить из литературы, ссылки на которую приводятся как в тексте, так и в конце каждой главы (по номерам общего списка литературы).

В книге приводятся результаты ряда работ отечественных и иностранных ученых из указанных в списке литературы, а также некоторые результаты, полученные автором.

Автор признателен сотрудникам кафедры радиосистем СЗПИ и кафедры радиоэлектроники и импульсной техники ВЗЭИС за ряд ценных советов и замечаний, высказанных при рецензировании данной работы, а также Блинковой Б. Ю. за помощь в оформлении рукописи.

Автор

ГЛАВА 1

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

§ 1.1. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ИМПУЛЬСНЫМ УСИЛИТЕЛЯМ. ЗАДАЧИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Области использования импульсных усилителей весьма многочисленны. Особенно широко импульсные усилители применяются в радиотехнических устройствах, в системах автоматики и вычислительной техники. Многообразие назначений усилителей порождает различия в требованиях, которым должен отвечать усилитель в том или другом случае. В связи с этим усилители могут различаться между собой как по числу усилительных элементов (ламп или транзисторов) и особенностям электрической схемы, так и по конструкции. Несмотря на это, можно наметить некоторую общую линию, которой представляется удобным придерживаться при проектировании усилителей.

Проектирование многокаскадного усилителя характеризуется в первую очередь тем, что решение не является однозначным. В связи с этим возникает задача выбора оптимального варианта. Решая вопрос о том, какому варианту следует отдать предпочтение, необходимо, выполняя электрический расчет, принимать во внимание также и дополнительные соображения, которые связаны глав-

ным образом с условиями производства усилителя и условиями его эксплуатации.

Общей задачей проектирования является отыскание наиболее простого, экономичного решения. Сложность проектирования как раз и заключается в том, чтобы найти это относительно простое решение.

При проектировании усилителя задачу выбора схемы и параметров отдельных каскадов следует рассматривать как частную, подчинив ее общей задаче — выполнению технических требований, предъявляемых к усилителю в целом. Поэтому рационально, исходя из общих технических требований, формулировать частные технические условия к отдельным каскадам усилителя и вести их расчет на основании этих частных условий, которые должны находиться в определенной связи друг с другом.

Еще несколько лет назад импульсные усилители выполнялись исключительно на лампах. Однако быстрое совершенствование полупроводниковых триодов (транзисторов), непрерывное повышение верхней границы частотного диапазона, в котором они могут использоваться, сделало возможным конструирование импульсных усилителей также и на транзисторах. В связи с этим интересно отметить, что вся история совершенствования транзистора составляет всего два десятилетия, поскольку первое сообщение об изобретении германиевого полупроводникового триода относится к 1947 г.

По сравнению с лампами полупроводниковые триоды имеют значительно больший срок службы, потребляют меньшую мощность от источников питания, обладают меньшим весом и габаритами, устойчивы к динамическим нагрузкам. Но им свойственны и недостатки, из которых прежде всего следует отметить большой разброс параметров, зависимость параметров от температуры, значитель-

ную внутреннюю обратную связь и малое входное сопротивление. Эти особенности транзисторов необходимо учитывать при проектировании.

Расчет и проектирование транзисторных усилителей имеют ряд особенностей по сравнению с расчетом и проектированием ламповых усилителей. В частности, в схемах на полупроводниковых триодах обязательно должна предусматриваться температурная стабилизация режима их работы.

Из сказанного следует, что решение о выборе в качестве усилительного элемента лампы или транзистора следует принимать с учетом как требований, предъявляемых к электрическим показателям усилителя, так и требований, вытекающих из условий эксплуатации (надежность, вес, габариты, устойчивость к динамическим нагрузкам и др.).

Дальнейшее совершенствование ламповой техники и техники производства полупроводниковых приборов несомненно внесет изменения в сравнительную оценку лампы и транзистора. С совершенствованием ламп и транзисторов и сближением их параметров со временем окажется целесообразным сочетать в одном усилительном устройстве усилительные элементы принципиально разного типа. В настоящее время проектирование усилителя с использованием в нем и ламп и транзисторов допускается только в очень редких случаях. Практически импульсные усилители проектируются либо только на лампах, либо только на транзисторах.

Технические условия на проектируемый усилитель содержат обычно следующие данные.

1. Сведения об источнике сигнала:

— внутреннее сопротивление,

— параметры усиливаемого сигнала (форма, амплиту-

да, полярность и длительность импульса, частота следования импульсов).

2. Сведения о нагрузке усилителя:
— сопротивление нагрузки,
— емкость нагрузки.

3. Сведения об источнике питания:
— напряжение,
— максимально допустимое потребление мощности усилителем от источника питания,
— данные фильтра выпрямителя (если в качестве источника питания используется сеть переменного тока).

4. Требования к величине искажений импульса:
— наибольшее допустимое время установления,
— наибольший допустимый выброс,
— наибольший допустимый спад плоской вершины.

5. Требования к выходному сигналу:
— наибольшая амплитуда импульса на выходе усилителя,
— полярность.

6. Требования к регулировке усиления:
— характер регулировки (ступенчатая, плавная),
— диапазон регулировки усиления.

7. Сведения об условиях производства и эксплуатации усилителя, а также общие требования к конструктивным параметрам усилителя, которые следует учитывать при выборе схемы и электрическом расчете (надежность, простота наладки схемы, допустимость применения простой и сложной схем коррекции по соображениям устойчивости параметров усилителя, вес, габариты, интервал температур и др.).

В большинстве случаев технические условия предусматривают, что ко входу усилителя подводятся импульсы

прямоугольной формы. В случае же усиления импульсов, например, трапецеидальной формы, имеющих наклонный фронт с длительностью τ', в технических условиях должно быть указано, какое допустимо увеличение длительности фронта $\Delta\tau'$ при прохождении импульса через усилитель (рис. 1.1). При расчете импульсного усилителя в этом случае представляется удобным считать, что на входе усилителя действуют импульсы прямоугольной формы, а допустимую величину времени установления $\tau_у$ импульсного усилителя оценивать по приближенной формуле

Рис. 1.1. К определению времеии установления фронта импульса импульсиого усилителя

$$\tau_у \approx \sqrt{(\tau' + \Delta\tau')^2 - \tau'^2}. \qquad (1.1)$$

§ 1.2. ИСКАЖЕНИЕ ФОРМЫ ИМПУЛЬСА

Отдельные каскады усилителя и усилитель в целом можно рассматривать как однонаправленный четырехполюсник, вход которого связан с источником сигнала. Сигнал, проходя через четырехполюсник, претерпевает искажение, вследствие чего форма сигнала на выходе четырехполюсника отличается от формы сигнала на его входе. Искажения, вносимые четырехполюсником, удобно оценивать по изменению формы прямоугольного импульса, поданного на

вход четырехполюсника. Оценка четырехполюсника по его реакции на прямоугольный импульс удобна еще и потому, что эта реакция, будучи известна, позволяет, воспользовавшись интегралом Дюамеля, получить суждение об искажениях импульса, отличающегося по форме от прямоугольного. На рис. 1.2, *а* представлен импульс прямоугольной формы, приложенный к входу четырехполюсника, а на рис. 1.2, *б* показан искаженный импульс, каким он получается после прохождения через четырехполюсник на выходных его зажимах (в общем случае).

Ниже, в пп. а), б), в) и г), дается определение параметров, характеризующих форму искаженного импульса (см. рис. 1.2):

а) $\tau_у$— время установления или время нарастания фронта импульса — обычно определяется временем нарастания сигнала от уровня 0,1 до уровня 0,9 своего стационарного значения. Иногда время нарастания определяют величиной, обратной максимальной крутизне нормированной переходной характеристики;

б) $\tau_с$— время спада — определяется подобно времени установления. В случае когда длительность импульса превышает более чем в 2—3 раза время установления, время спада будет практически равно времени установления. Равенство времени установления времени спада имеет место только для линейных систем;

в) δ — выброс — определяется наибольшим превышением ординаты переходной характеристики над стационарным значением. Выброс выражается в процентном отношении (или в долях) к стационарному значению;

г) Δ — спад плоской вершины импульса — определяется разностью ординат переходной характеристики, соответствующих стационарному значению и моменту окончания прямоугольного импульса, действовавшего на входе че-

тырехполюсника. Спад также выражается в процентном отношении (или в долях) к стационарному значению;

Время запаздывания $\tau_з$ определяется обычно интервалом времени от момента приложения импульса ко входу усилителя до момента, когда напряжение на выходе усилителя достигнет половины установившегося значения.

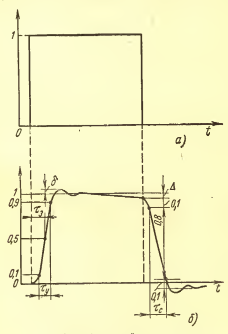


Рис. 1.2. Общий случай искажения прямоугольного импульса при прохождении его через усилитель:

а — прямоугольный импульс на входе усилителя; *б* — искаженный импульс на выходе усилителя

Реже время запаздывания определяют интервалом от момента приложения импульса до момента появления импульса на выходе усилителя. При этом за момент появления импульса принимается момент, при котором напряжение импульса на выходе усилителя равно 0,1 его стационарного значения.

Анализируя характер искажения импульса, например, в случае реостатного лампового усилителя, нетрудно заметить, что процесс установления стационарного значения протекает много быстрее, чем процесс спада вершины импульса. Это связано с тем, что постоянная времени C_cR_c обычно много больше постоянной времени C_aR_a (рис. 1.3). Исключение составляет случай, когда ячейка C_cR_c предназначается для дифференцирования входного сигнала. Итак, предполагая $C_cR_c \gg C_aR_a$ и рассматривая реакцию каскада в начальный период при включении постоянного напряжения, можно пренебречь влиянием цепи C_cR_c, т. е. рассматривать только быстро протекающий процесс. Наоборот, интересуясь спадом вершины импульса, можно не считаться с влиянием постоянной времени C_aR_a, т. е. рассматривать только медленно протекающий процесс. Подобный прием раздельного рассмотрения применяется при изучении частотных и фазовых характеристик усилителей, когда характеристики на высоких и низких частотах рассматриваются независимо, исходя из соответствующих эквивалентных схем.

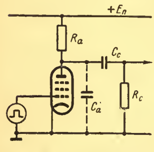


Рис. 1.3. Принципиальная схема реостатного каскада

Следует указать на связь, существующую между искажениями формы импульса и частотной и фазовой характеристиками усилителя. Переходная характеристика усилителя однозначно определяется его частотной и фазовой характеристиками и наоборот. Реакция усилителя в начальный период (характеризуемая временем установления и выбросом) определяется частотной и фазовой характеристиками в области высоких частот. Характер же воспроизведения вершины импульса (спад или подъем) определяется частотной и фазовой характеристиками в области низких частот.

Время установления усилителя может быть приближенно определено по его верхней граничной частоте f, которая соответствует уровню 0,7 частотной характеристики. Эта связь устанавливается формулой

$$\tau_у \approx \frac{0,35}{f}. \qquad (1.2)$$

Формула (1.2) справедлива в случае, когда выброс отсутствует или мал (не превышает нескольких процентов).

Следует отметить, что стремление к «идеальной» прямоугольной частотной характеристике обусловливает в переходной характеристике значительный выброс δ. Поэтому, когда при проектировании импульсного усилителя приходится обращаться к частотной характеристике, не следует стремиться к реализации характеристики с крутым спадом в области высоких частот, если нужно, чтобы в переходной характеристике усилителя выброс отсутствовал или был мал.

При проектировании импульсного усилителя удобнее, не обращаясь к частотным и фазовым характеристикам, непосредственно исходить из допустимых искажений формы прямоугольного импульса. Следует, однако, указать на сложность точного определения искажений импульса в

многокаскадном усилителе, если выброс отдельного каскада превышает 3—4%. В этом случае при необходимости получить точное представление о характере переходного процесса можно, воспользовавшись результирующими частотной и фазовой характеристиками усилителя, произвести по ним расчет переходной характеристики, т. е. осуществить синтез переходной функции по значениям комплексных коэффициентов Фурье. Выполнение подобного расчета хотя и не представляет принципиальных трудностей, но является достаточно кропотливым [1, 2, 17].

В заключение этого раздела укажем, что время установления одного реостатного каскада лампового усилителя $\tau_у$ связано с постоянной времени анодной нагрузки $\tau_в = C_а R_а$ через постоянный коэффициент $У$, зависящий от схемы каскада, т. е.

$$\tau_у = У \tau_в. \qquad (1.3)$$

При отсутствии коррекции $У$ равен 2,2 (рис. 1.3), а при наличии коррекции $У$ имеет меньшее значение. Переходную характеристику часто представляют не в функции непосредственно времени t, а в функции обобщенного времени t', причем

$$t' = \frac{t}{\tau_в}. \qquad (1.4)$$

Такое представление удобно, если учесть, что построенная в функции t' переходная характеристика применима для схем с разными значениями $C_а$ и $R_а$. Очевидно, что при этом $У$ получает смысл обобщенного времени установления.

Формулы для времени установления и обобщенного времени t' для полупроводникового усилительного каскада имеют такую же структуру, как и формулы (1.3) и (1.4).

В отличие от лампового каскада постоянная времени для каскада на транзисторе учитывает наряду с данными нагрузки еще и параметры транзистора.

§ 1.3. ВРЕМЯ УСТАНОВЛЕНИЯ МНОГОКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Время установления многокаскадного усилителя при условии, что выброс отдельного каскада не превышает 3—4%, можно приближенно определить как корень квадратный из суммы квадратов времен установления отдельных каскадов, т. е.

$$\tau_у \approx \sqrt{\tau_{у1}^2 + \tau_{у2}^2 + \ldots + \tau_{уn}^2}, \qquad (1.5)$$

где $\tau_{у1}, \tau_{у2}, \ldots, \tau_{уn}$ — времена установления каскадов усилителя.

Возможность выразить время установления многокаскадного усилителя через времена установления составляющих его каскадов позволяет также решить и обратную задачу — определить время установления отдельного каскада по времени установления всего усилителя. Если $\tau_{у1} = \tau_{у2} = \ldots = \tau_{уn}$, то $\tau_у = \tau_{у1}\sqrt{n}$ и, следовательно, при идентичных каскадах

$$\tau_{у1} = \frac{\tau_у}{\sqrt{n}}, \qquad (1.6)$$

где n — число каскадов.

Следует отметить, что при наличии выбросов формула (1.5) указывает несколько преувеличенное время установления усилителя, т. е. фактическое время установления будет меньше расчетного.

Если максимальный выброс δ_{max} отдельного каскада при более или менее однотипных каскадах удовлетворяет условию

$$\delta_{max} \leqslant \frac{10}{n-1} \%, \qquad (1.7)$$

то время установления усилителя в этом случае может быть определено с точностью порядка 10% [1].

В отличие от простого суммирования при квадратичном суммировании возрастает вес наибольшего по величине слагаемого. Это означает, что, например, для двухкаскадного усилителя при $\tau_{y2} \geqslant 4\tau_{y1}$ допустимо принять $\tau_y \approx \tau_{y2}$, т. е. пренебречь влиянием каскада, имеющего время установления τ_{y1}, на общее время установления.

Впервые, исследуя изменение формы переходной характеристики лампового усилителя при увеличении числа его каскадов, закон геометрического суммирования времен нарастания в многокаскадных усилителях (1.5) установил О. Б. Лурье [36]. Строгое обоснование формулы (1.5) для монотонно возрастающих переходных характеристик принадлежит В. Элмору [4].

Закон квадратичного суммирования справедлив не только для ламповых, но и приближенно для полупроводниковых усилителей. Ю. А. Волков для случая некорректированного полупроводникового усилителя при упрощающих предположениях показал [5], что расчет времени установления по формуле квадратичного суммирования дает несколько преуменьшенную величину времени установления. Погрешность расчета не является значительной, в связи с чем формулу квадратичного суммирования можно использовать также и при инженерном расчете транзисторных усилителей.

§ 1.4. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ УСТАНОВЛЕНИЯ МЕЖДУ КАСКАДАМИ

Необходимо рассмотреть вопрос о том, как следует выбирать время установления каскадов усилителя, если задано допустимое время установления, которым должен характеризоваться усилитель в целом.

Можно показать (см., например, [6]), что если за критерий оптимального распределения времени установления между каскадами принять максимум коэффициента усиления усилителя при условии $\tau_у = \text{const}$, где $\tau_у$ — время установления усилителя, то все каскады усилителя должны характеризоваться одинаковым временем установления, т. е.

$$\tau_{у1} = \tau_{у2} = \tau_{у3} = \ldots = \tau_{уn}. \qquad (1.8)$$

Времена установления отдельных каскадов следует выбирать одинаковыми независимо от схемы каскадов.

Таким образом, при расчете усилителя в случае различия в схемах каскадов необходимо придерживаться не принципа уравнивания коэффициентов усиления отдельных каскадов, а принципа уравнивания их времен установления в соответствии с условием (1.8).

При проектировании условие (1.8) обычно выполняется только для промежуточных каскадов усилителя. В силу специфических требований, которые предъявляются к выходному и к входному каскадам, при их расчете приходится обычно отступать от выполнения этого условия, причем в основном это касается выходного каскада. Важно представлять также, насколько строго следует придерживаться условия (1.8), т. е. в какой мере допустимо отклоняться от него. Как показывает расчет [6], строгое соблюдение равенства времен установления каскадов не является обязательным. Не слишком большие отклонения от условия

(1.8) не приводят к заметному снижению общего коэффициента усиления усилителя и вполне допустимы. Так, например, при отношении $\frac{\tau_{y1}}{\tau_{y2}} = 1{,}2$ общий коэффициент усиления двухкаскадного усилителя уменьшается примерно на 2% по сравнению с оптимальным случаем, когда $\tau_{y1} = \tau_{y2}$.

Приведенное условие (1.8), так же как и формула (1.5), справедливо в случае, если переходные характеристики каскадов являются монотонными или характеризуются небольшим выбросом.

Укажем здесь, что при неравенстве времен установления каскадов принципиально возможно получить лучшие результаты, чем при соблюдении условия (1.8), если допустить значительный выброс в части каскадов усилителя.

В 1954 г. Ф. Мюллер [37] указал на возможность взаимной коррекции каскадов. При взаимной коррекции часть каскадов выполняется с выбросами порядка десятков процентов. Другая часть каскадов либо не имеет выбросов в переходной характеристике, либо характеризуется малым выбросом. Условию взаимной коррекции соответствуют разные времена установления каскадов.

Расчет усилителей с взаимной коррекцией и их испытание показали, что параметры таких усилителей весьма критичны к изменению данных схемы, что исключило практическое использование усилителей с взаимной коррекцией.

Отметим, что наибольшей стабильностью параметров при изменении данных схемы обладают усилители, каскады которых имеют монотонные переходные характеристики и удовлетворяют условию (1.8). Стабильность будет тем выше, чем меньше выбросы в переходных характеристиках каскадов, составляющих усилитель.

§ 1.5. ИСКАЖЕНИЕ ВЕРШИНЫ ИМПУЛЬСА В МНОГОКАСКАДНОМ УСИЛИТЕЛЕ

Спад вершины импульса в многокаскадном усилителе Δ приближенно равен сумме спадов, которые вносят входящие в усилитель каскады, т. е.

$$\Delta = \Delta_1 + \Delta_2 + \ldots + \Delta_n, \qquad (1.9)$$

где $\Delta_1, \Delta_2, \ldots, \Delta_n$ — спад вершины импульса соответственно 1-, 2-, ..., n-го каскада.

Формула простого суммирования (1.9) справедлива при условии, что спады $\Delta_1, \Delta_2, \ldots, \Delta_n$ относительно малы, а результирующий спад Δ имеет порядок 10% [7].

Приведенная формула справедлива и для случая, когда некоторые каскады в силу особенностей их схемы дают подъем вершины импульса. Очевидно, что в связи с этим составляющим $\Delta_1, \Delta_2, \ldots, \Delta_n$ следует приписывать знак «+» или «—» в зависимости от того, дает ли данный каскад спад или подъем вершины импульса. Следовательно, в формуле (1.9) следует учитывать знаки входящих в нее величин.

Важно отметить, что закон суммирования оказывается справедливым также и в отношении отдельного каскада. Результирующий спад вершины импульса, вносимый данным каскадом, приближенно равен сумме спадов, обусловленных влиянием каждой цепи каскада в отдельности. Таким образом, результирующий спад вершины импульса усилителя может быть представлен суммой спадов, вызванных действием отдельных цепей всех каскадов.

При необходимости удовлетворить определенным требованиям к качеству воспроизведения вершины импульса нет необходимости вводить корректирующую цепь, способствующую выравниванию вершины, в каждый каскад. Вполне

возможно осуществить компенсацию спада вершины импульса многокаскадного усилителя введением корректирующих ячеек лишь в часть каскадов.

Очевидно, что при необходимости получить полную компенсацию спада вершины импульса следует удовлетворить равенству

$$\sum \Delta_п = \sum \Delta_с, \qquad (1.10)$$

где $\Sigma\Delta_п$ — суммарный подъем, обусловленный корректирующими цепями;

$\Sigma\Delta_с$ — суммарный спад, обусловленный отдельными цепями каскадов.

Искажение вершины импульса вызывается вспомогательными цепями усилителя (цепь смещения, цепь экранной сетки, цепь связи между каскадами, ячейка фильтра), которые характеризуются большой постоянной времени, обычно значительно превышающей длительность импульса.

Приведенные формулы (1.9) и (1.10), касающиеся суммирования искажений вершины импульса в многокаскадном усилителе, справедливы как для лампового, так и для транзисторного усилителя. Различие проявляется лишь в выборе величин элементов вспомогательных цепей. В качестве примера укажем, что в полупроводниковом усилителе емкость разделительного межкаскадного конденсатора в связи с малым входным сопротивлением каскада выбирается, как правило, значительно большей величины, чем в ламповом усилителе.

§ 1.6. ВРЕМЯ ЗАПАЗДЫВАНИЯ В МНОГОКАСКАДНОМ УСИЛИТЕЛЕ

Время запаздывания в многокаскадном усилителе $\tau_з$ приближенно определяется суммой времен запаздывания составляющих усилитель каскадов, т. е.

$$\tau_з \approx \tau_{з1} + \tau_{з2} + \ldots + \tau_{зn}, \qquad (1.11)$$

где $\tau_{з1}$, $\tau_{з2}$, ... , $\tau_{зn}$ — время запаздывания соответственно 1-, 2-, ..., n-го каскада.

При наличии выбросов результирующее время запаздывания меньше суммы времен запаздывания, тем не менее в случае малых выбросов допустимо приближенно оценивать результирующее время запаздывания, пользуясь законом суммирования (1.11).

В отношении величины выбросов здесь действуют такие же предположения, которые приводились в § 1.3 при обсуждении формулы квадратичного суммирования времен установления.

Строгое доказательство (1.11) приведено в [1;4]. Закон простого суммирования времен запаздывания справедлив как для ламповых, так и для транзисторных усилителей.

§ 1.7. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА, ЕГО НИЗКОЧАСТОТНЫЕ И ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Проектирование транзисторных усилителей отличается от проектирования ламповых рядом особенностей. Эти особенности в основном обусловлены тем, что в отличие от лампового триода или пентода полупроводниковый триод характеризуется малым входным сопротивлением, значительной внутренней обратной связью и зависимостью режима работы транзистора и его параметров от температуры.

При расчете различных схем целесообразно исходить из приближенной эквивалентной схемы транзистора (рис. 1.4), пригодной в случае использования как диффузионных, так и дрейфовых транзисторов. Схема содержит эквивалентный генератор тока $\dot{I}$, распределенное сопротивление базы $r_б$, а также проводимости и емкости, характеризующие участки эмиттер—база ($g_э$ и $C_э$), база—коллектор ($g_б$ и $C_к$) и коллектор—эмиттер ($g_к$). Непосредственно измерить

указанные величины проводимостей и емкостей не представляется возможным. Вместе с тем, если рассматривать полупроводниковый триод как четырехполюсник, необходимости в непосредственном измерении перечисленных элементов схемы замещения не возникает. Такой четырехполюсник (см. пунктир на рис. 1.4) удобно описать с

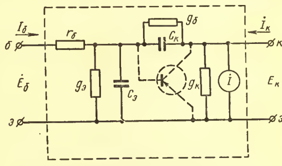


Рис. 1.4. Приближенная схема замещения полупроводникового триода

помощью Y-параметров. При этом представляется возможность распространить ряд результатов, полученных при исследовании ламповых усилителей, также и на транзисторные усилители. Y-параметры являются, очевидно, функциями значений элементов эквивалентной схемы. Однако для определения Y-параметров не требуется устанавливать величины всех элементов, представленных в этой схеме.

Приводимые далее формулы для расчета транзисторных каскадов (см. гл. 5) получены на основе эквивалентной схемы рис. 1.4 и приближенного представления частотных зависимостей Y-параметров, выражения которых обоснованы И. Н. Мигулиным [9, 10].

В импульсных усилителях из возможных трех схем включения транзистора наиболее часто применяется схема включения с общим эмиттером. Система Y-параметров для схемы с общим эмиттером определяет следующие соотношения между токами и напряжениями на входе и выходе четырехполюсника:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_б &= \dot{Y}_{11}\,\dot{E}_б + \dot{Y}_{12}\,\dot{E}_к, \\ \dot{I}_к &= \dot{Y}_{21}\,\dot{E}_б + \dot{Y}_{22}\,\dot{E}_к \end{aligned}\right\} \qquad (1.12)$$

Эти соотношения справедливы лишь при малых переменных напряжениях на зажимах база—эмиттер и коллектор—эмиттер. Под малыми обычно понимают такие значения переменных напряжений, увеличение которых на 50% не приводит к изменению параметров более чем на 10% [8]. Практически это соответствует изменениям напряжений и токов, которые не превосходят 10—20% значений их постоянных составляющих.

Система Y-параметров представляет систему параметров короткого замыкания. В этой системе Y_{11} — входная проводимость триода при коротком замыкании на выходе, Y_{12} — проводимость обратной связи при коротком замыкании на входе, Y_{21} — проводимость в прямом направлении (комплексная крутизна) при коротком замыкании на выходе, Y_{22} — выходная проводимость триода при коротком замыкании на входе. Для схемы включения с общим эмиттером Y-параметры могут быть легко определены, что является одним из преимуществ этой системы.

Y-параметры являются комплексными проводимостями, каждая из которых содержит активную и реактивную со-

ставляющие. Для низких частот при $\omega \to 0$ указанные параметры сохраняют только активные составляющие g_{11}, g_{12}, g_{21} и g_{22}, которые образуют совокупность четырех низкочастотных параметров. При этом

$$\left.\begin{aligned} g_{11} &= \frac{\partial I_б}{\partial E_б} \text{ при } E_к = \text{const}, \\ g_{12} &= \frac{\partial I_б}{\partial E_к} \text{ при } E_б = \text{const}, \\ g_{21} &= \frac{\partial I_к}{\partial E_б} \text{ при } E_к = \text{const}, \\ g_{22} &= \frac{\partial I_к}{\partial E_к} \text{ при } E_б = \text{const}. \end{aligned}\right\} \quad (1.13)$$

Для достаточно широкого диапазона частот Y-параметры с практически хорошим приближением описываются указанными четырьмя низкочастотными параметрами и дополнительно еще тремя высокочастотными, т. е. всего семью параметрами [9, 10]. В качестве высокочастотных параметров приняты распределенное сопротивление базы $r_б$, емкость база — коллектор $C_к$ и постоянная времени транзистора τ. Последний высокочастотный параметр физически представляет постоянную времени со стороны входа транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером при закороченном выходе. В соответствии с этим постоянная времени транзистора на основании эквивалентной схемы рис. 1.4 приближенно определится величиной произведения $C'R'$, где

$$C' = C_э + C_к, \text{ а } R' = \frac{1}{g_э + g_б + \frac{1}{r_б}}.$$

Знание Y-параметров позволяет использовать известные из теории четырехполюсников выражения входного и выходного сопротивлений четырехполюсника и его коэффициентов передачи по напряжению, току и мощности.

На рис. 1.5 представлены примерные входная $I_б = \varphi(E_б)$ и выходные $I_к = \varphi(E_к, I_б)$ статические характерис-

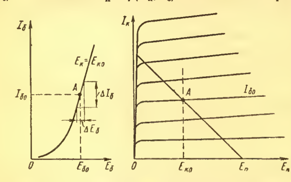


Рис. 1.5. Входная и выходные характеристики транзистора для схемы с общим эмиттером

тики транзистора. Значения низкочастотных параметров с некоторым приближением можно найти, воспользовавшись статическими характеристиками. Для этого около выбранной рабочей точки в соответствии с выражениями (1.13) следует осуществить приращение токов и напряжений. В качестве примера на входной характеристике около рабочей точки A выполнено построение, на основании которого легко определяется параметр g_{11}. Как следует из построения,

$$g_{11} = \frac{\Delta I_б}{\Delta E_б}.$$

Важно подчеркнуть, что найденные с помощью семейств статических характеристик низкочастотные параметры соответствуют только данной рабочей точке A с координатами $I_{к0}$ и $E_{к0}$.

С изменением положения рабочей точки низкочастотные параметры претерпевают заметное изменение, причем определяющее влияние оказывает изменение тока коллектора.

При необходимости, в случае отсутствия сведений о транзисторе, его низкочастотные и высокочастотные параметры могут быть определены экспериментально в соответствии с рекомендациями, изложенными, например, в [10, 11].

Рис. 1.6. Т-образная схема замещения полупроводникового триода в области низких частот

В справочниках по полупроводниковым приборам обычно вместо рассмотренных выше низкочастотных параметров g_{11}, g_{12}, g_{21}, g_{22} приводятся значения низкочастотных h-параметров для схемы включения с общей базой $h_{11б}$, $h_{12б}$, $h_{21б}$, $h_{22б}$ либо для схемы включения с общим эмиттером $h_{11э}$, $h_{12э}$, $h_{21э}$, $h_{22э}$.

Иногда приводятся величины низкочастотных параметров T-образной схемы (рис. 1.6) замещения полупроводникового триода $r_э$, $r_б$, $r_к$, α_0.

Параметры указанных систем легко пересчитываются в низкочастотные Y-параметры с помощью следующих формул.

Из системы параметров Т-образной эквивалентной схемы к системе низкочастотных Y-параметров:

$$\left.\begin{aligned} g_{11} &= \frac{r_э + r_к(1-\alpha_0)}{\Delta'}, \\ g_{12} &= \frac{r_э}{\Delta'}, \\ g_{21} &= \frac{-r_э + \alpha_0 r_к}{\Delta'} \\ g_{22} &= \frac{r_э + r_б}{\Delta'}, \end{aligned}\right\} \quad (1.14)$$

где $\Delta' = r_э r_б + r_к[r_э + r_б(1-\alpha_0)]$;

$r_э$ — сопротивление эмиттера;
$r_б$ — сопротивление базы;
$r_к$ — сопротивление коллектора;
α_0 — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой.

Из системы h-параметров для схемы включения с общей базой к системе низкочастотных Y-параметров:

$$\left.\begin{aligned} g_{11} &= \frac{1 - h_{21б}}{h_{11б}}, \\ g_{12} &= h_{22б} - \frac{h_{12б}}{h_{11б}}(1 - h_{21б}), \\ g_{21} &= \frac{h_{21б}}{h_{11б}}, \\ g_{22} &= h_{22б} + \frac{h_{12б}}{h_{11б}} h_{21б} \end{aligned}\right\} \quad (1.15)$$

Из системы h-параметров для схемы включения с общим эмиттером к системе низкочастотных Y-параметров:

$$
\left.\begin{aligned}
g_{11} &= \frac{1}{h_{11э}}, \\
g_{12} &= \frac{h_{12э}}{h_{11э}}, \\
g_{21} &= \frac{h_{21э}}{h_{11э}}, \\
g_{22} &= h_{22э} - \frac{h_{12э}}{h_{11э}} h_{21э}.
\end{aligned}\right\} \quad (1.16)
$$

В приведенные формулы перехода подставляется абсолютное значение параметра $h_{21б}$. При этом для параметра g_{12} также определяется его абсолютное значение.

Указанные выше формулы связи Y- и h-параметров являются приближенными. При использовании этих формул в расчеты не вносится заметных погрешностей. Точные формулы связи Y- и h-параметров можно найти в работе [12].

Иногда низкочастотные параметры указываются в справочниках (см., например, [8]) для разных схем включения транзистора, обычно для схем с общим эмиттером и общей базой. При этом может возникнуть необходимость привести все параметры к какой-нибудь одной схеме включения.

Ниже приводятся формулы перехода от h-параметров схемы включения с общим эмиттером к h-параметрам схемы включения с общей базой:

$$
\left.\begin{aligned}
h_{11б} &= \frac{h_{11э}}{1 + h_{21э}}, \\
h_{12б} &= \frac{h_{11э} h_{22э} - h_{12э} h_{21э} - h_{12э}}{1 + h_{21э}}, \\
h_{21б} &= \frac{h_{21э}}{1 + h_{21э}}, \\
h_{22б} &= \frac{h_{22э}}{1 + h_{21э}}.
\end{aligned}\right\} \quad (1.17)
$$

Формула (1.17) указывает абсолютное значение параметра $h_{21б}$. Используя (1.17), можно привести указанные в справочнике h-параметры транзистора к одной схеме включения и далее по формулам (1.15) перейти к низкочастотным Y-параметрам.

Значения высокочастотных параметров $r_б$ и $C_к$ (или $C_к$ и произведение $r_б C_к$) приводятся в справочниках. Там же указывается граничная частота усиления по току f_α для схемы с общей базой или f_β для схемы с общим эмиттером. По величине f_α или f_β можно определить постоянную времени транзистора. Для этого надо воспользоваться одной из следующих формул:

$$\left.\begin{aligned} \tau &= \frac{g_{21} r_б}{2\pi f_\alpha}, \\ \tau &= \frac{g_{11} r_б}{2\pi f_\beta}. \end{aligned}\right\} \qquad (1.18)$$

Иногда вместо f_α и f_β в справочниках указывается максимальная частота генерации транзистора $f_г$. На этой частоте коэффициент усиления каскада по мощности при выполнении условий согласования на входе и выходе равен единице.

Частота f_α связана с максимальной частотой генерации $f_г$ приближенным равенством

$$f_\alpha = 8\pi r_б C_к f_г^2. \qquad (1.19)$$

С учетом (1.18) и (1.19) постоянную времени транзистора τ можно также определить по формуле

$$\tau = \frac{g_{21}}{16\pi^2 C_к f_г^2}. \qquad (1.20)$$

Приводимые в справочниках значения параметров измерены при определенных величинах $I_{к0}$ и $E_{к0}$ (они указываются в справочнике). В случае выбора рабочей точки с другими координатами $I'_{к0}$ и $E'_{к0}$ необходимо произвести пересчет значений параметров. Параметры g_{11}, g_{21}, g_{22} и τ в первом приближении являются линейными функциями тока коллектора. Пусть измеренные значения низкочастотных Y-параметров, указываемые в справочнике (см. также приложение 2) или полученные в результате пересчета на основании данных справочника, при токе $I_{к0}$ равны $g_{11справ}$, $g_{21справ}$ и $g_{22справ}$; тогда [10]

$$\left.\begin{aligned} g_{11} &\approx \frac{I'_{к0}}{I_{к0}} g_{11\ справ}, \\ g_{21} &\approx \frac{I'_{к0}}{I_{к0}} g_{21\ справ}, \\ g_{22} &\approx \frac{I'_{к0}}{I_{к0}} g_{22\ справ}, \\ \tau &\approx \frac{I'_{к0}}{I_{к0}} \cdot \frac{g_{21\ справ} r_б}{2\pi f_\alpha}, \end{aligned}\right\} \tag{1.21}$$

где g_{11}, g_{21}, g_{22} и τ — пересчитанные к току $I'_{к0}$ значения параметров.

Емкость $C_к$ в первом приближении является функцией только напряжения на коллекторе. Для емкости $C_к$ при напряжении $E'_{к0}$ можно записать следующее выражение:

$$C_к \approx \sqrt{\frac{E_{к0}}{E'_{к0}}} C_{к.\ справ}, \tag{1.22}$$

где $C_{к.\ справ}$—измеренное при $E_{к0}$ значение емкости база — коллектор.

Параметр $r_б$ практически сохраняет свою величину при изменении координат $I_{к0}$ и $E_{к0}$ рабочей точки. Проводимость g_{12} не оказывает заметного влияния на результаты расчета, в связи с чем в расчетных формулах величина g_{12} опущена.

Следует отметить оправданность приближений, которые допускаются при подготовке данных к расчету импульсного усилителя (приближенное определение низкочастотных и высокочастотных параметров на основе приближенной исходной эквивалентной схемы, пренебрежение проводимостью g_{12}, а также в большинстве случаев и g_{22}). Допустимо также в дальнейших расчетах пользоваться приближенными формулами для определения тех или иных величин. Более того, уточнение расчета, а это связано с существенным его усложнением, практически не приведет к повышению строгости соответствия расчетных параметров усилителя параметрам выполненной модели. Значительный разброс параметров транзисторов препятствует такому строгому соответствию. Укажем здесь, что разброс таких параметров, как входная проводимость g_{11}, сопротивление базы $r_б$ и постоянная времени транзистора τ, может достигать, а в отдельных случаях превышать 100%. Поэтому результаты расчета усилителя, если, как это обычно принято, пользоваться усредненными (типовыми) параметрами транзистора, следует рассматривать как ориентировочные.

Литература

[1, 3, 5, 6, 9, 10, 21].

ГЛАВА 2

ВЫБОР РЕЖИМА РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА И РАСЧЕТ СХЕМ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

§ 2.1. РЕЖИМ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА. КОЭФФИЦИЕНТ НЕСТАБИЛЬНОСТИ

Режим работы транзистора зависит от выбора постоянных напряжений на базе и коллекторе относительно эмиттера. Эти напряжения определяют координаты $I_{к0}$ и $E_{к0}$ положения рабочей точки A на семействе выходных характеристик $I_к=\psi(E_к)$ при $I_б=\text{const}$ (рис. 2.1). На том же рисунке построена нагрузочная прямая, проведенная из точки $E_к=E_п$ ($E_п$ — напряжение источника питания) под углом φ_1, который зависит от сопротивления нагрузки для постоянного тока $R_=$. Для схемы, изображенной на рис. 2.2, $\varphi_1 = \operatorname{arctg}\frac{1}{R_=}$, где $R_= = R_к + R_э$.

С повышением температуры рабочая точка перемещается вверх по нагрузочной прямой, с понижением температуры — в противоположную сторону. Однако указанные перемещения не равноценны. Если начальное расчетное положение рабочей точки соответствует, как обычно, температуре $+20°$ С, то при понижении температуры рабочая точка испытывает относительно малый сдвиг, который практически можно не учитывать.

Существуют разные способы питания цепи базы. Можно, например, необходимое напряжение на базе получить с помощью специального источника питания, как это по-

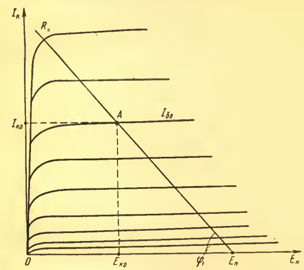


Рис. 2.1. Выбор положения рабочей точки A на выходных характеристиках транзистора

казано на рис. 2.3. Приведенный способ подачи смещения, как показывает анализ, является неудовлетворительным, если транзистор работает в условиях заметных изменений температуры окружающей среды. Повышение температуры на 30—40° при отсутствии стабилизации вызывает недопустимо резкое изменение коллекторного тока с соответствующим перемещением рабочей точки по нагрузочной характеристике.

Для температурной стабилизации режима работы транзистора обычно предусматривается автоматическое смещение на базу (эмиттерная схема стабилизации), для чего в цепь эмиттера вводится резистор. В этом случае, например, при увеличении (с повышением температуры) коллекторного тока отрицательный потенциал на базе относи-

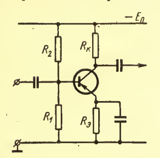


Рис. 2.2 Прииципиальная схема каскада с общим эмиттером

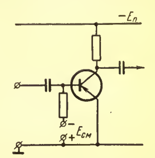


Рис. 2.3. Схема питаиия цепи базы от специального источника постояиного напряжения

тельно эмиттера автоматически уменьшается, препятствуя резкому нарастанию тока коллектора.

Коэффициент нестабильности $S_с$ определяется отношением изменения тока коллектора $\Delta I_{к0}$ к изменению обратного тока коллекторного перехода $\Delta I^*_{к0}$, т. е.

$$S_с = \frac{\Delta I_{к0}}{\Delta I^*_{к0}}. \tag{2.1}$$

Обратный ток коллектора для маломощных транзисторов, измеренный при температуре окружающей среды

$+20^\circ$ C (температура коллекторного перехода несколько выше), имеет порядок долей и единиц микроампер. Это значение обратного тока указывается в справочниках. При повышении температуры обратный ток коллектора резко возрастает по экспоненциальному закону и одновременно смещается вверх семейство характеристик коллекторного тока. Имея в виду, что при температуре $+20^\circ$ C обратный ток коллектора мал, а наибольшее изменение обратного тока имеет место при увеличении температуры, при расчете температурной стабилизации режима транзистора интервал температур допустимо определить как разность между максимальной температурой t_{max} и температурой $+20^\circ$ C, т. е.

$$\Delta t = t_{max} - 20^\circ. \tag{2.2}$$

Заметим, что t_{max} должна быть во всяком случае равна или меньше максимально допустимой температуры окружающей среды для выбранного типа транзистора (для германиевых транзисторов она имеет порядок 70°C).

С учетом (2.2) наибольшую величину изменения обратного тока коллектора можно найти по следующей приближенной формуле:

$$\left.\begin{aligned} \Delta I_{\text{к}0}^{*} &= I_{\text{к}0}^{*}\,\psi(\Delta t), \\ \psi(\Delta t) &= e^{0,077\,\Delta t} - 1, \end{aligned}\right\} \tag{2.3}$$

где $I_{\text{к}0}^{*}$ — обратный ток коллектора, измеренный при температуре $+20^\circ$ C.

В табл. 2.1 указаны значения ψ (Δt) в зависимости от Δt.

Таблица 2.1

Δt	10	20	30	40	50
$\psi(\Delta t)$	1,16	3,66	9,07	20,76	46,00

В справочнике [33] приводятся типовое, а также максимальное значения обратного тока коллектора $I_{к0}^{*}$. В приложении 2 также можно найти сведения о типовом и максимальном значениях $I_{к0}^{*}$ для некоторых типов транзисторов.

При проектировании в большинстве случаев следует пользоваться типовым значением $I_{к0}^{*}$ и только при достаточно высоких требованиях к надежности импульсного усилителя исходить из максимального значения обратного тока.

Коэффициент нестабильности $S_{с}$ является практически постоянной величиной, определяемой данными выбранной схемы стабилизации рабочей точки, и почти не зависит от параметров транзистора. Очевидно, что коэффициент нестабильности, обеспечиваемый схемой, должен удовлетворить условию

$$S_{с} \leqslant \frac{\Delta I_{к0}}{\Delta I_{к0}^{*}}. \qquad (2.4)$$

Здесь $\Delta I_{к0}^{*}$ определяется по формуле (2.3), а $\Delta I_{к0}$ — исходя из заданного допустимого сдвига рабочей точки.

Остановимся на вопросе о том, какой сдвиг следует считать допустимым. Перемещение рабочей точки не должно быть таким, при котором она оказалась бы в области, где мощность рассеяния на коллекторе превышает допустимую. Кроме того, мгновенное значение напряжения не

должно превышать предельного для данного типа транзистора значения $E_{\text{к max}}$. Важно предусмотреть, чтобы при новом (после сдвига) положении рабочей точки для усиления также использовался примерно линейный участок характеристики, т. е. чтобы часть рабочего участка не переносилась в область излома характеристик коллекторного тока, где возможна отсечка сигнала. Обычно допустимый сдвиг рабочей точки соответствует изменению коллекторного тока примерно на 10—20% от величины его постоянной составляющей $I_{\text{к0}}$. Это относится к случаю, когда положение рабочей точки на семействе выходных характеристик выбрано достаточно высоким, как это в большинстве случаев имеет место в предварительных каскадах усиления и в оконечном каскаде при отрицательной полярности выходного импульса. При низком положении рабочей точки, которое используется в оконечных каскадах при положительной полярности выходного импульса, допустимое увеличение коллекторного тока обычно не должно превышать 10—20% от значения $I_{\text{к0}}+I_m$, где I_m — импульс тока (см. рис. 2.7).

При проектировании следует иметь в виду, что стремление к высокой стабильности связано с увеличением сопротивления в цепи эмиттера и с уменьшением сопротивлений резисторов, образующих делитель в цепи базы (рис. 2.2). Первое приводит в некоторых случаях к необходимости повысить напряжение источника питания $E_{\text{п}}$ в связи с уменьшением напряжения на транзисторе, второе — к уменьшению входного сопротивления транзистора и к большему расходу тока от источника питания.

Заметим, что введение в схему каскада реактивных элементов высокочастотной и низкочастотной коррекции никак не отражается на работе схемы температурной стабилизации и на положении рабочей точки, если включение

указанных элементов не изменяет пути прохождения постоянного тока.

Ниже, в разделе 2.2, рассматриваются вопросы выбора режима работы транзистора в выходном и в предварительных каскадах усиления, в разделах 2.3 и 2.4 приводится метод расчета хорошо зарекомендовавших себя схем температурной стабилизации режима работы транзистора с одним источником питания. Рассматриваемые способы стабилизации нашли широкое применение в схемах полупроводниковых усилителей.

§ 2.2. ВЫБОР РЕЖИМА РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА

Выбор режима работы транзистора имеет много общего с выбором режима работы электронной лампы, особенно пентода.

На рис. 2.4 представлено семейство входных и выходных характеристик $I_б=\varphi(E_б)$ при $E_к=\text{const}$ и $I_к=\psi(E_к)$ при $E_б=\text{const}$.

Рабочая область на поле выходных характеристик ограничивается:

— гиперболой предельно допустимой мощности рассеяния на коллекторе $P_{к\,max}$;

— предельно допустимым значением тока коллектора $I_{к\,max}$;

— предельно допустимой величиной напряжения на коллекторе $E_{к\,max}$;

— прямой *оа*, отделяющей область излома характеристик коллекторного тока;

— характеристикой $E_б=0$.

Предельно допустимые значения для мощности рассеяния на коллекторе, тока коллектора, напряжения на коллекторе и температуры окружающей среды с некото-

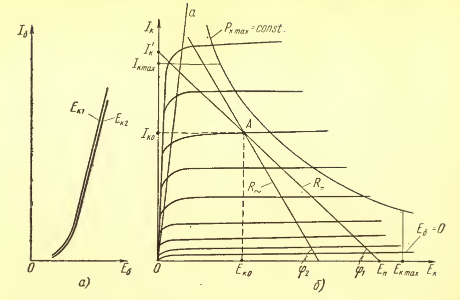


Рис. 2.4. Семейство входных (*а*) и выходных (*б*) характеристик транзистора для схемы с общим эмиттером с указанием границ рабочей области. Построение статической и динамической линий нагрузки

рым коэффициентом запаса приводятся в справочниках (см. также приложение 3).

Положение рабочей точки A определяется координатами точки пересечения прямой нагрузки для постоянного тока (статическая линия нагрузки) с характеристикой коллекторного тока, которая соответствует выбранному смещающему напряжению на базе (рис. 2.4).

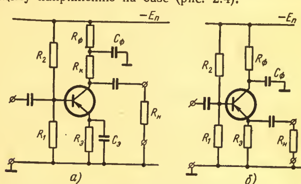


Рис. 2.5. Схема реостатного каскада с нагрузкой $R_н$:
а — по схеме с общим эмиттером; *б* — по схеме с общим коллектором (эмиттерный повторитель)

Для часто используемой схемы, представленной на рис. 2.5, *а*, сопротивление нагрузки для постоянного тока и угол наклона нагрузочной прямой равны:

$$\left.\begin{aligned} R_= &= R_э + R_к + R_ф, \\ \varphi_1 &= \operatorname{arctg}\frac{1}{R_=}. \end{aligned}\right\} \qquad (2.5)$$

Через рабочую точку проходит нагрузочная прямая для переменного тока (динамическая линия нагрузки). Сопро-

тивление нагрузки для переменного тока и угол наклона нагрузочной прямой для той же схемы равны:

$$\left.\begin{aligned} R_{\sim} &= \frac{R_к R_н}{R_к + R_н}, \\ \varphi_2 &= \operatorname{arctg} \frac{1}{R_{\sim}}. \end{aligned}\right\} \qquad (2.6)$$

Построение нагрузочной прямой для постоянного тока (статической линии нагрузки) удобнее всего выполнять в следующем порядке:

1) определяется вспомогательное значение $I_к'$:

$$I_к' = \frac{E_п}{R_{=}};$$

2) на оси ординат (рис. 2.4) отмечается величина $I_к'$;
3) соединяются прямой линией точки $I_к'$ и $E_к = E_п$.

Линия $I_к'$—$E_п$ является нагрузочной прямой для постоянного тока. Непосредственное построение угла $\varphi_1 = \operatorname{arctg} \frac{1}{R_{=}}$ на поле выходных характеристик несколько сложнее ввиду необходимости учитывать разный масштаб по осям тока и напряжения (единица тока и единица напряжения представлены отрезками разной длины). Построение нагрузочной прямой для переменного тока производится аналогично.

Выбор режима можно произвести также по выходным характеристикам $I_к = \psi(E_к)$, где в качестве параметра используется не напряжение на базе, а ток базы. Эти характеристики несколько отличаются от выходных характеристик, где параметром служит напряжение на базе, в связи с нелинейным характером зависимости тока базы от напряже-

ния на базе. Приводимые далее рекомендации, касающиеся выбора режима транзистора, остаются при этом в силе. Необходимо только иметь в виду, что при выборе режима работы предварительного каскада вместо крутизны в рабочей точке, представляемой отношением $\frac{\Delta I_к}{\Delta E_б}$, следует рассматривать коэффициент усиления по току, определяемый как $\frac{\Delta I_к}{\Delta I_б}$, в той же точке, а при расчете коэффициента усиления выходного каскада амплитуду импульса напряжения на его входе следует определить по амплитуде импульса тока базы, используя для этого входные характеристики.

Отметим, что в справочниках иногда приводится лишь одна входная характеристика для рекомендованного напряжения на коллекторе. Однако для приближенного расчета в большинстве случаев можно практически пользоваться приводимой характеристикой и при других напряжениях на коллекторе, поскольку входные характеристики располагаются достаточно близко друг к другу, несмотря на значительное различие в величинах $E_к$.

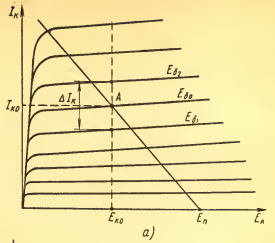
Напряжение сигнала на выходе предварительного каскада обычно мало. Исключение может составить предоконечный каскад. В этом случае режим предоконечного каскада выбирается на основании тех же соображений, что и режим выходного каскада (см. об этом далее). Возможен также случай, когда по техническим условиям на выходе усилителя не требуется получения большого импульса напряжения, т. е. когда выходной сигнал можно считать малым. При этом теряется специфика выбора режима оконечного каскада как каскада с большим сигналом на выходе. В указанном случае режим выходного каскада следует выбирать так же, как и предварительного.

Выбор режима работы предварительных каскадов усилителя. При малом уровне сигнала положение рабочей точки (рис. 2.6, *а*) выбирается так, чтобы соответствующая этому положению крутизна характеристики коллекторного тока имела бы возможно большее значение или, если пользоваться выходными характеристиками $I_к = \psi(E_к)$ при токе базы в качестве параметра (рис. 2.6, *б*), коэффициент усиления по току был бы возможно больше. В последнем случае следует проверить положение рабочей точки на входной характеристике (она должна лежать на этой характеристике выше ее нижнего сгиба).

Для рабочей точки A (рис. 2.6, *а*) крутизна характеристики определяется отношением $\frac{\Delta I_к}{\Delta E_б}$, где $\Delta E_б = |E_{б2} - E_{б1}|$. Для рабочей точки A' (рис. 2.6, *б*) коэффициент усиления по току находится как $\frac{\Delta I_к}{\Delta I_б}$, где $\Delta I_б = I_{б2} - I_{б1}$.

Нетрудно видеть, что крутизна в рабочей точке (или коэффициент усиления по току) имеет большее значение, если область, где лежит рабочая точка, характеризуется относительно редким следованием характеристик коллекторного тока. Наоборот, области сгущения характеристик коллекторного тока (область малого напряжения на коллекторе и область малого тока коллектора) соответствует меньшее значение крутизны.

При отсутствии специальных соображений следует выбрать то положение рабочей точки, которое рекомендуется в справочнике. Отклониться от рекомендованного режима целесообразно, например, в случае повышенных требований к экономичности питания или когда необходимо уменьшить рассеиваемую на коллекторе мощность для снижения температуры коллекторного перехода с целью увеличить надежность работы усилителя. Следует, однако, иметь



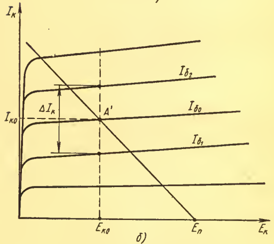


Рис. 2.6. Выбор положения рабочей точки при малом уровне сигнала:

а — на выходных характеристиках $I_к = \psi(E_к)$ при $E_б = \text{const}$; *б* — на выходных характеристиках $I_к = \psi(E_к)$ при $I_б = \text{const}$

в виду, что более низкому положению рабочей точки соответствует несколько меньшая крутизна характеристики, а при смещении рабочей точки в сторону меньших напряжений на коллекторе увеличивается емкость коллекторного перехода $C_к$, что снижает добротность каскада (отношение коэффициента усиления ко времени нарастания фронта выходного импульса).

Выбор режима работы выходного каскада. При выборе положения рабочей точки определяющими являются амплитуда и полярность выходного импульса.

При расчете выходного каскада на минимальное время установления импульс коллекторного тока выбирается максимально допустимым для избранного типа транзистора с учетом возможного возрастания тока коллектора при изменении температуры. Начиная расчет усилителя и производя выбор режима выходного каскада, следует, во всяком случае первоначально, исходить из полного использования транзистора по импульсу тока.

Возможны три случая.

1. Выходные импульсы имеют положительную полярность (рис. 2.7). В этом случае рабочая точка выбирается на нижнем участке нагрузочной прямой для постоянного тока при отрицательном напряжении на базе обычно порядка 0,1—0,3 *в*. Более высокому положению рабочей точки соответствует несколько меньший импульс тока I_m. Однако, если слишком низко опустить рабочую точку, то при этом потребуется значительно больший импульс напряжения на базе (что равносильно требованию большего коэффициента усиления от предшествующих каскадов) в связи с более частым следованием характеристик коллекторного тока при малых отрицательных напряжениях на базе. Заметим, что необходимое постоянное напряжение на базе

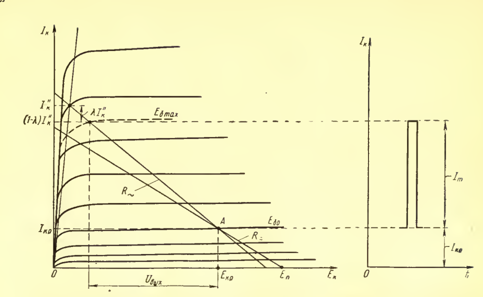


Рис. 2.7. Выбор режима работы выходного каскада по характеристикам $I_к = \psi\ (E_к)$ при $E_б = \text{const}$ и импульсе положительиой поляриости на выходе усилителя

удобно определить по входной характеристике (оно должно соответствовать началу изгиба входной характеристики).

Максимальный импульс тока I_m определяется по прямой нагрузки для переменного тока (по динамической линии нагрузки). Приводимая ниже формула (2.7) для величины максимального импульса тока учитывает возможное смещение рабочей точки и соответствующее увеличение тока коллектора при повышении температуры:

$$I_m = (1 - \lambda) I_к'' - I_{к0}, \qquad (2.7)$$

где $I_к''$ — значение тока, соответствующее началу излома характеристик коллекторного тока;

λ — коэффициент, выбираемый обычно в пределах 0,1—0,2.

Величина $\lambda I_к''$ показывает, какой допустим рост коллекторного тока $I_{к0}$ при повышении температуры ($\Delta I_{к0} = \lambda I_к''$). Выбор коэффициента λ имеет важное значение при расчете схемы температурной стабилизации рабочей точки.

Коэффициент усиления каскада определяется непосредственно по выходным характеристикам как отношение амплитуды импульса напряжения $U_{вых}$ на нагрузке в цепи коллектора к амплитуде импульса напряжения $|E_{б\,max} - E_{б0}|$ на базе, т. е.

$$K = \frac{U_{вых}}{|E_{б\,max} - E_{б0}|}. \qquad (2.8)$$

При использовании выходных характеристик $I_к = \psi(E_к)$ при токе базы в качестве параметра построение производится аналогично (рис. 2.8). Величины $E_{бmax}$ и $E_{б0}$ при расчете коэффициента усиления находятся с помощью входной характеристики по значениям тока базы $I_{бmax}$ и $I_{б0}$,

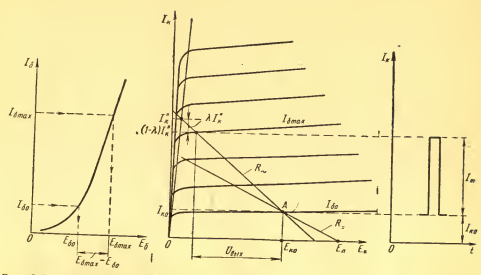


Рис. 2.8. Выбор режима работы выходного каскада по входной характеристике $I_б = \varphi(E_б)$ при $E_к = \text{const}$ и по выходным характеристикам $I_к = \psi(E_к)$ при $I_б = \text{const}$ и импульсе положительной полярности на выходе усилителя

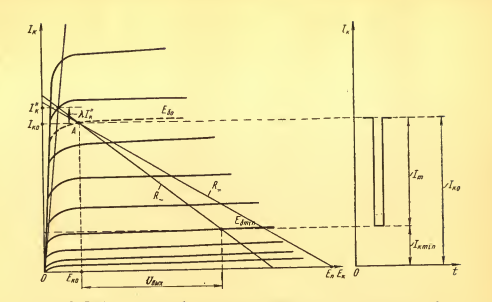


Рис. 2.9. Выбор режима работы выходного каскада по характеристикам $I_к = \psi(E_к)$ при $E_б = \text{const}$ и импульсе отрицательной полярности на выходе усилителя

которые, так же как $E_{б max}$ и $E_{б0}$, соответствуют вершине выходного импульса тока $I_{к0}+I_m$ и постоянной составляющей тока коллектора $I_{к0}$.

2. Выходные импульсы имеют отрицательную полярность. При выходном импульсе отрицательной полярности рабочий участок динамической линии нагрузки выбирается так же, как и при импульсе положительной полярности. Соответствующее построение выполнено на рис. 2.9 и 2.10.

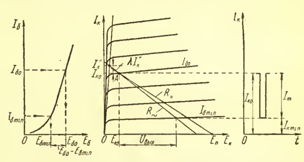


Рис. 2.10. Выбор режима работы выходного каскада по входной характеристике $I_б = \varphi(E_б)$ при $E_к = \text{const}$ и по выходным характеристикам $I_к = \psi(E_к)$ при $I_б = \text{const}$ и импульсе отрицательной полярности на выходе усилителя

Постоянная составляющая тока коллектора принимается равной

$$I_{к0} = (1 - \lambda) I''_к. \tag{2.9}$$

Импульс тока

$$I_m = I_{к0} - I_{к\,min}. \tag{2.10}$$

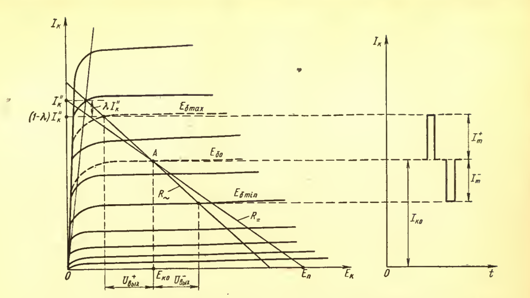


Рис. 2.11. Выбор режима работы выходного каскада по характеристикам $I_к = \psi(E_к)$ при $E_б = \mathrm{const}$ и усилении импульсов обеих полярностей

Коэффициент усиления рассчитывается по формуле

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{|E_{б0} - E_{б\,\min}|}, \qquad (2.11)$$

где $E_{б\,\min}$ соответствует $I_{к\,\min}$.

3. Возможна любая полярность импульсов (рис. 2.11 и 2.12). Выбор рабочего участка производится так же, как в случаях 1 и 2.

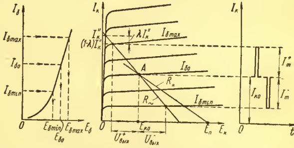


Рис. 2.12. Выбор режима работы выходного каскада по входной характеристике $I_б = \varphi(E_б)$ при $E_к = \text{const}$ и по выходным характеристикам $I_к = \psi(E_к)$ при $I_б = \text{const}$ и усилении импульсов обеих полярностей

При одинаковых требованиях к усилению импульсов обеих полярностей рабочая точка выбирается в середине рабочего участка. При этом для усиления импульсов каждой полярности используется только половина рабочего участка и, следовательно, амплитуда выходных импульсов вдвое меньше, чем в рассмотренных выше случаях.

При графическом расчете эмиттерного повторителя (если выходной каскад — эмиттерный повторитель) следует в

принципе пользоваться характеристиками эмиттерного тока. Однако учитывая, что ток базы составляет лишь небольшой процент от тока эмиттера, практически допустимо вести расчет, пользуясь характеристиками коллекторного тока. В этом случае графический расчет эмиттерного повторителя при большой амплитуде импульса на его выходе выполняется аналогично расчету каскада с нагрузкой в цепи коллектора. В отличие от каскада с общим эмиттером для эмиттерного повторителя выходному импульсу положительной полярности соответствует высокое положение рабочей точки (рис. 2.9—2.10), а при выходном импульсе отрицательной полярности — низкое (рис. 2.7—2.8).

Для схемы эмиттерного повторителя (рис. 2.5, *б*) можно записать следующие формулы для $R_=$ и $R_\sim$:

$$R_= = R_э + R_ф,$$

$$R_\sim = \frac{R_э R_н}{R_э + R_н}.$$

Коэффициент передачи эмиттерного повторителя определяется следующими выражениями:

при выходном импульсе положительной полярности

$$K_п = \frac{U_{вых}}{U_{вых} + |E_{б0} - E_{б\ min}|};$$

при выходном импульсе отрицательной полярности

$$K_п = \frac{U_{вых}}{U_{вых} + |E_{б\ max} - E_{б0}|}.$$

Соответствующие значения $U_{вых}$, $|E_{б0}—E_{бmin}|$ и $|E_{бmax}—E_{б0}|$ находятся из графического построения (см. рис. 2.7—2.12). Очевидно, что амплитуда импульса на входе эмиттерного повторителя при выходном импульсе положительной полярности равна $U_{вых} + |E_{б0}—E_{бmin}|$, а при выходном импульсе отрицательной полярности — $U_{вых} + |E_{бmax}—E_{б0}|$.

§ 2.3. РАСЧЕТ СХЕМЫ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ТОКУ

На рис. 2.13 представлена схема стабилизации рабочей точки с отрицательной обратной связью по току (схема эмиттерной стабилизации).

Необходимый режим работы транзистора при данном напряжении источника питания и нагрузке в цепи коллектора задается выбором сопротивлений резисторов R_1 и R_2 в цепи делителя и сопротивления резистора $R_э$ в цепи эмиттера. Смещение на базе определяется разностью напряжений, действующих на резисторах R_1 и $R_э$, причем напряжение на R_1 должно быть на величину смещения больше напряжения на резисторе $R_э$.

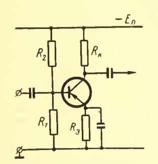


Рис. 2.13. Схема температурной стабилизации режима транзистора, использующая отрицательную обратную связь по току (схема эмиттерной стабилизации)

Коэффициент нестабильности для схемы рис. 2.13 равен

$$S_c = \frac{1 + \frac{R_э}{R_{ст}}}{1 - \alpha_0 + \frac{R_э}{R_{ст}}}, \qquad (2.12)$$

где

$$R_{ст} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \qquad (2.13)$$

α_0 — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой $\left(\alpha_0 = \frac{g_{21}}{g_{21} + g_{11}}\right)$.

Величину $R_{ст}$ следует рассматривать как входное сопротивление схемы температурной стабилизации рабочей

точки. Сопротивление $R_{ст}$ действует параллельно входному сопротивлению транзистора, являясь составляющей общего сопротивления нагрузки предшествующего каскада. Из этого следует целесообразность в ряде случаев выбора возможно больших сопротивлений резисторов R_1 и R_2, что, однако, находится в противоречии с требованием температурной стабильности режима работы схемы.

Из выражения (2.12) вытекает, что минимальное значение S_c, соответствующее наилучшей стабилизации работы схемы, представляет предел (равный единице), к которому стремится коэффициент нестабильности либо при $R_э \to \infty$, либо при $R_{ст} \to 0$. Наибольшее значение S_c имеет место при $R_э = 0$. Оно соответствует наихудшей стабильности и равно $\frac{1}{1-\alpha_0}$. При этом следует учесть, что α_0 близко к единице и, следовательно, в этом случае $S_c \gg 1$.

Таким образом, реальное значение коэффициента нестабильности данной схемы лежит в пределах

$$1 < S_c < \frac{1}{1-\alpha_0}.$$

Практически коэффициент нестабильности S_c выбирается более 1,5—2 в связи с уменьшением входного сопротивления схемы стабилизации рабочей точки и возрастанием тока делителя, если приближать S_c к единице.

Достоинством рассчитываемой схемы является возможность использовать сопротивление $R_э$ цепи эмиттера полностью или частично для обратной связи и по переменному току. При отсутствии надобности в такой связи $R_э$ шунтируется конденсатором большой емкости аналогично шунтированию резистора в цепи катода лампового каскада.

Рекомендуется следующий порядок расчета схемы.

1. Исходя из выбранной рабочей точки на основании входной и выходных статических характеристик определяются $E_{к0}$, $E_{б0}$, $I_{к0}$ и $I_{б0}$, а также устанавливается допустимое изменение тока коллектора $\Delta I_{к0}$. При выборе $\Delta I_{к0}$ следует принять во внимание амплитуду усиливаемых импульсов. Для предварительных каскадов в случае малого сигнала $\Delta I_{к0}=(0,1—0,2)\ I_{к0}$. Для выходного каскада и большого сигнала $\Delta I_{к0}=\lambda I_{к}''$ ($\lambda=0,1\div 0,2$, см. § 2.2, рис. 2.7—2.12). Следует отметить, что выбор максимально допустимой величины $\Delta I_{к0}$ позволяет при прочих равных условиях получить наибольшее входное сопротивление схемы температурной стабилизации рабочей точки или в некоторых случаях ограничиться меньшим напряжением источника питания.

2. Задаваясь падением напряжения $\Delta E_{э}$ на резисторе $R_{э}$ порядка 0,15—0,20 от напряжения источника питания $E_{п}$, находим сопротивление резистора $R_{э}$:

$$R_{э}=\frac{\Delta E_{э}}{I_{к0}+I_{б0}}.$$

3. По заданной максимальной температуре и величине обратного тока коллектора $I_{к0}^{*}$ при $t=20°\,C$ (указывается в справочнике) определяется изменение тока коллекторного перехода:

$$\Delta I_{к0}^{*}=I_{к0}^{*}\left(e^{0,077\,\Delta t}-1\right),$$

где $\Delta t=t_{max}-20°$.

Величину $e^{0,077\Delta t}-1$ можно непосредственно найти в табл. 2.1.

4. Находим необходимый коэффициент нестабильности:

$$S_{с}=\frac{\Delta I_{к0}}{\Delta I_{к0}^{*}}.$$

5. Определяем входное сопротивление схемы стабилизации:

$$R_{ст} = \frac{R_э (S_c - 1)}{1 - S_c (1 - \alpha_0)}.$$

6. Находим сопротивление резистора R_1 делителя в цепи базы:

$$R_1 = R_{ст} \frac{E_п}{E_п - E_{б0} - (I_{к0} + I_{б0}) R_э - R_{ст} I_{б0}}.$$

7. Рассчитываем сопротивление резистора R_2 делителя в цепи базы:

$$R_2 = \frac{R_1 R_{ст}}{R_1 - R_{ст}}.$$

8. Находим ток делителя $I_д$:

$$I_д = \frac{E_{б0} + (I_{к0} + I_{б0}) R_э}{R_1}.$$

Когда расчет выполнен, величины $R_{ст}$ и $I_д$ следует оценить с точки зрения их приемлемости. Сопротивление $R_{ст}$ влияет на входное сопротивление каскада, уменьшая его $\left(\text{поэтому желательно удовлетворить условию } R_{ст} \gg \frac{1}{g_{11}}\right)$, а ток делителя $I_д$, если он близок к $I_{к0}$, может существенно увеличить общее потребление энергии усилителем от источника питания. Если полученные результаты расчета $R_{ст}$ и $I_д$ окажутся неприемлемыми, то следует повторить расчет, выбрав большее сопротивление резистора $R_э$, что, возможно, потребует увеличения напряжения источника

питания. Другой путь — применение несколько более сложной схемы температурной стабилизации, описание и расчет которой приводятся в § 2.4.

Расчет элементов схемы стабилизации рабочей точки транзистора эмиттерного повторителя выполняется так же, как и в случае каскада с общим эмиттером (из порядка расчета исключается только п. 2, поскольку сопротивление резистора $R_э$ полагается известным).

В связи с относительно большим сопротивлением нагрузки в цепи эмиттера входное сопротивление схемы стабилизации у эмиттерного повторителя выше, а коэффициент нестабильности меньше, чем у каскада с общим эмиттером.

Пример 2.1. Рассчитать схему стабилизации рабочей точки транзистора П403 реостатного каскада предварительного усиления (рис. 2.13). Необходимо обеспечить высокую надежность работы схемы стабилизации при использовании в каскаде любого транзистора данного типа. Схема стабилизации режима транзистора не должна заметно уменьшать входное сопротивление каскада. Максимальная температура окружающей среды $t_{max} = +60°$ C. Напряжение источника питания $E_п = —15$ *в*. Данные режима транзистора: $I_{к0} = 5$ *ма*, $E_{к0} = —5$ *в*, $I_{б0} = 0{,}07$ *ма*, $E_{б0} = —0{,}32$ *в*.

Учитывая требование высокой надежности, при расчете схемы стабилизации рабочей точки исходим из максимального значения обратного тока коллектора при $t = +20°$ C. В приложении 2 для транзистора П403 находим: $I^*_{к0} = 5$ *мка*, $\alpha_0 = 0{,}99$, $g_{11} = 0{,}0015$ *сим*.

Принимаем допустимое изменение тока коллектора равным $0{,}1\ I_{к0}$. При этом

$$\Delta I_{к0} = 0{,}1\, I_{к0} = 0{,}1 \cdot 5 = 0{,}5 \text{ ма}.$$

Определяем сопротивление резистора $R_э$, задаваясь падением напряжения $\Delta E_э = 0,2\ E_п$:

$$\Delta E_э = 0,2 E_п = 0,2 \cdot 15 = 3\ в,$$

$$R_э = \frac{\Delta E_э}{I_{к0} + I_{б0}} = \frac{3}{5 \cdot 10^{-3} + 0,07 \cdot 10^{-3}} \approx 590\ ом.$$

(ближайший больший номинал 620 *ом*).

Пользуясь табл. 2.1, для изменения температуры

$$\Delta t = t_{max} - 20° = 60° - 20° = 40°C$$

находим $\psi(\Delta t) = 20,76$.

Определяем изменение обратного тока коллектора:

$$\Delta I^*_{к0} = I^*_{к0}\, \psi(\Delta t) = 5 \cdot 20,76 \cdot 10^{-3} \approx 0,104\ ма.$$

Таким образом, схема стабилизации рабочей точки должна обеспечить коэффициент нестабильности

$$S_с = \frac{\Delta I_{к0}}{\Delta I^*_{к0}} = \frac{0,5}{0,104} \approx 4,8.$$

Далее последовательно определяем входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки $R_{ст}$, сопротивления резисторов R_1 и R_2 и ток делителя $I_д$:

$$R_{ст} = R_э \frac{S_с - 1}{1 - S_с(1 - \alpha_0)} = 620 \frac{4,8 - 1}{1 - 4,8(1 - 0,99)} \approx$$

$$\approx 2480\ ом,$$

$$R_1 = R_{ст} \frac{E_п}{E_п - E_{б0} - (I_{к0} + I_{б0}) R_э - R_{ст} I_{б0}} =$$

$$= 2480 \frac{15}{15 - 0,32 - (5 \cdot 10^{-3} + 0,07 \cdot 10^{-3}) 620 - 2480 \cdot 0,07 \cdot 10^{-3}} \approx$$

$$\approx 3300\ ом,$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_{ст}}{R_1 - R_{ст}} = \frac{3300 \cdot 2480}{3300 - 2480} \approx 10\,000 \text{ ом},$$

$$I_д = \frac{E_{б0} + (I_{к0} + I_{б0}) R_э}{R_1} =$$

$$= \frac{0,32 + (5 \cdot 10^{-3} + 0,07 \cdot 10^{-3})\,620}{3300} 10^3 \approx 1,05 \text{ ма}.$$

Сопоставляя входную проводимость схемы стабилизации рабочей точки $\frac{1}{R_{ст}} \left(\frac{1}{R_{ст}} = \frac{1}{2480} \approx 0,0004 \text{ сим} \right)$ и значение низкочастотного параметра g_{11} ($g_{11}=0,0015$ *сим*), можно сделать вывод о приемлемости получившейся величины $R_{ст}$, поскольку $R_{ст}$ существенно (примерно в четыре раза) больше $\frac{1}{g_{11}}$. Следовательно, общее сопротивление нагрузки предшествующего каскада не будет значительно снижено в связи с влиянием входного сопротивления схемы стабилизации. Расчет показывает также, что соотношение $I_д$ и $I_{к0}$ является удовлетворительным ($I_д \ll I_{к0}$).

§ 2.4. РАСЧЕТ СХЕМ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ С КОМБИНИРОВАННОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ТОКУ И НАПРЯЖЕНИЮ

На рис. 2.14 и 2.15 представлены схемы температурной стабилизации рабочей точки, имеющие две цепи обратной связи по току и напряжению (схемы эмиттерно-коллекторной стабилизации). В обеих схемах присутствие конденсатора $C_ф$ предотвращает действие обратной связи в области средних и высоких частот, поскольку постоянная времени цепи, содержащей $C_ф$, в каждой схеме предполагается достаточно большой. Влияние указанной цепи на спад вершины импульса подробно рассматривается в п. 5.3.2. На

работу схемы температурной стабилизации конденсатор $C_ф$ влияния не оказывает.

В схеме рис. 2.14 дополнительное (по сравнению со схемой рис. 2.13) напряжение обратной связи снимается

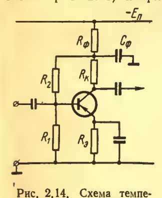


Рис. 2.14. Схема температурной стабилизации режима транзистора, использующая комбинированную отрицательную обратную связь по току и напряжению (напряжение обратной связи снимается с резисторов $R_э$ и $R_ф$)

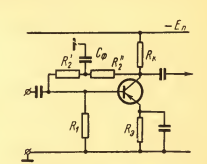


Рис. 2.15. Схема температурной стабилизации режима транзистора, использующая комбинированную отрицательную обратную связь по току и напряжению (напряжение обратной связи снимается с резисторов $R_э$ и $R_к$)

с резистора $R_ф$, который совместно с конденсатором $C_ф$ может использоваться для коррекции спада вершины импульса. Следует отметить, что отрицательная обратная связь через резистор R_2 ослабляет корректирующее действие ячейки $C_ф R_ф$.

В схеме рис. 2.15 дополнительное напряжение обратной связи снимается с резистора $R_к$. Эта схема полностью

использует сопротивления постоянному току цепей эмиттера и коллектора для снижения коэффициента нестабильности S_c. Цепь $C_ф R_2''$ в этой схеме, так же как и ячейка $C_ф R_ф$ в схеме рис. 2.14, может одновременно осуществлять коррекцию спада вершины импульса.

Недостатком схемы рис. 2.15 является то, что сопротивление R_2'' ввиду наличия конденсатора большой емкости $C_ф$ оказывается компонентой сопротивления нагрузки каскада по переменному току. С уменьшением R_2'' улучшается стабилизирующее действие схемы, но одновременно уменьшается сопротивление нагрузки каскада по переменному току, а следовательно, падает коэффициент усиления каскада. Поэтому использование схемы рис. 2.15 не всегда может оказаться эффективным.

Необходимо отметить, что отказ от конденсатора $C_ф$ в схеме рис. 2.15 распространяет действие отрицательной обратной связи по напряжению на области средних и высоких частот. Такая отрицательная обратная связь (если учесть, что она является параллельной обратной связью по напряжению) обладает существенным недостатком — она уменьшает и без того малое входное сопротивление транзисторного каскада. Это сказывается на коэффициенте усиления предшествующего каскада. Поэтому для высокочастотной коррекции предпочтительнее применять отрицательную обратную связь по току (эмиттерная коррекция).

Для схем температурной стабилизации рабочей точки рис. 2.14 и 2.15 коэффициент нестабильности определяется выражением

$$S_c = \frac{1 + D_0}{1 - \alpha_0 + D_0}, \tag{2.14}$$

где

$$D_0 = \frac{R_э}{R} + R' \frac{R_1 + R_э}{R_1 R_2}, \tag{2.15}$$

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Для схемы рис. 2.14 $R' = R_ф$; для схемы рис. 2.15 $R' = R_к$, $R_2 = R_2' + R_2''$.

Входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки рис. 2.14.

$$R_{ст} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \tag{2.16}$$

Входное сопротивление схемы стабилизации рис. 2.15

$$R_{ст} = \frac{R_1 R_2'}{R_1 + R_2'}. \tag{2.17}$$

На работу схемы температурной стабилизации рабочей точки, как уже отмечалось, не оказывает влияния присутствие реактивных элементов. Это означает, что с точки зрения эффективности температурной стабилизации режима транзистора безразлично, в каком соотношении в схеме рис. 2.15 будут находиться сопротивления резисторов R_2' и R_2'', если только $R_2 = R_2' + R_2'' = \text{const}$. Соотношение сопротивлений резисторов R_2' и R_2'', зависящее от точки подсоединения конденсатора $C_ф$, определяется только исходя из допустимого входного сопротивления схемы стабилизации рабочей точки и сопротивления нагрузки в цепи коллектора для переменного тока. Влияние схемы стабилизации рабочей точки на сопротивление нагрузки для переменного тока можно учесть, заменив $R_к$ на $R_к' = \frac{R_к R_2''}{R_к + R_2''}$.

Сравнивая формулы для коэффициента нестабильности (2.12) и (2.14), легко видеть, что для схемы с двумя цепями

обратной связи выражение D_0 представляет сумму двух членов. Первый член — такой же, как в (2.12), — отражает влияние цепи отрицательной обратной связи по току. Второй член [отсутствующий в (2.12)] отражает влияние цепи отрицательной обратной связи по напряжению. Наличие второго члена в D_0, как это следует из (2.14), способствует большему приближению коэффициента нестабильности к единице.

Можно рекомендовать следующую возможную последовательность расчета схемы стабилизации рабочей точки в предположении, что напряжение источника питания $E_п$ задано. Начало расчета, п. 1, 2, 3 и 4, совпадает с пунктами порядка расчета схемы рис. 2.13 (см. § 2.3).

5. Определяем падение напряжения $\Delta E_к$ на резисторе R' (т. е. на $R_ф$, если рассчитывается схема рис. 2.14, или на $R_к$, если рассчитывается схема рис. 2.15).

Для схемы рис. 2.14

$$\Delta E_к = E_п - E_{к0} - \Delta E_э - I_{к0} R_к.$$

Для схемы рис. 2.15

$$\Delta E_к = E_п - E_{к0} - \Delta E_э.$$

Через резистор R' протекают токи делителя $I_д$, коллектора $I_{к0}$ и базы $I_{б0}$. Поэтому очевидно, что $\Delta E_к$ должно удовлетворять неравенству $\Delta E_к > (I_{к0} + I_{б0})R'$.

6. Находим ток делителя:

$$I_д = \frac{\Delta E_к - R'(I_{к0} + I_{б0})}{R'}.$$

Если $I_д$ получилось больше 0,2 $I_{к0}$, то это указывает на целесообразность увеличения R'. В случае схемы рис. 2.15, если нельзя увеличить сопротивление резистора $R_к$, то следует последовательно с $R_к$ ввести ячейку фильтра,

при этом $R' = R_к + R_ф$. Если R' не задано, то его следует определить, задавшись током делителя (ориентировочно можно принять $I_д = 0{,}2\ I_{к0}$), при этом

$$R' = \frac{\Delta E_к}{I_д + I_{к0} + I_{б0}}.$$

В случае схемы рис. 2.15 сопротивление R' не должно быть меньше сопротивления резистора $R_к$, определяемого при расчете выбранной схемы каскада (см. п. 5.3.1).

7. Определяем сопротивление резистора R_1 делителя в цепи базы:

$$R_1 = \frac{E_{б0} + \Delta E_э}{I_д}.$$

8. Определяем сопротивление резистора R_2 делителя в цепи базы:

$$R_2 = \frac{E_п - E_{б0} - \Delta E_э - \Delta E_к}{I_д + I_{б0}}.$$

9. Находим сопротивление R:

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

10. По формуле (2.14) определяем коэффициент нестабильности $S_с$ и сравниваем с требуемым значением отношения $\frac{\Delta I_{к0}}{\Delta I^*_{к0}}$ (п. 4 расчета).

Если коэффициент нестабильности $S_с$ заметно отличается от необходимой величины, то следует, задавшись другими значениями $\Delta E_э$ и $I_д$ (или R'), повторить расчет.

По выполнению расчета следует оценить приемлемость получившихся сопротивлений резисторов делителя R_1 и R_2. В качестве критерия приемлемости может служить

входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки, а для схемы рис. 2.15 также и сопротивление $R_к'$.

Важно отметить, что не всегда следует стремиться получить возможно большее входное сопротивление схемы стабилизации режима транзистора. Это касается случаев усиления импульсов достаточно малой длительности, когда для снижения времени установления фронта импульса необходимо специально уменьшать сопротивление нагрузки в каскадах.

Пример 2.2. Рассчитать схему температурной стабилизации рабочей точки с комбинированной отрицательной обратной связью по току и напряжению (рис. 2.15). Исходные данные для расчета такие же, как в примере 2.1.

Примем, так же как и в примере 2.1, $\Delta E_э=3$ *в* и соответственно $R_э=620$ *ом*. Представляет интерес определить коэффициент нестабильности $S_с$ для схемы рис. 2.15 и сравнить его с коэффициентом нестабильности, который обеспечивается при одинаковых исходных данных схемой рис. 2.13.

Находим падение напряжения $\Delta E_к$ на резисторе $R_к$:

$$\Delta E_к = E_п - E_{к0} - \Delta E_э = 15 - 5 - 3 = 7\,в.$$

Задаваясь током делителя $I_д=1{,}05$ *ма*, т. е. таким же значением тока, которое получено при расчете схемы рис. 2.13, определяем сопротивление резистора $R_к$ $(R'=R_к)$ и далее R_1, R_2 и R:

$$R_к = \frac{\Delta E_к}{I_д + I_{к0} + I_{б0}} = \frac{7}{1{,}05\cdot 10^{-3} + 5\cdot 10^{-3} + 0{,}07\cdot 10^{-3}} \times$$

$$\times\ 10^{-3} \approx 1{,}1\ ком,$$

$$R_1 = \frac{E_{б0} + \Delta E_э}{I_д} = \frac{0{,}32 + 3}{1{,}05\cdot 10^{-3}}\cdot 10^{-3} \approx 3{,}2\ ком$$

(ближайший номинал 3,3 *ком*),

$$R_2 = \frac{E_п - E_{б0} - \Delta E_э - \Delta E_к}{I_д + I_{б0}} = \frac{15 - 0,32 - 3 - 7}{1,05 \cdot 10^{-3} + 0,07 \cdot 10^{-3}} \times$$

$$\times 10^{-3} \approx 4,2 \text{ ком},$$

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3,3 \cdot 4,2}{3,3 + 4,2} \approx 1,85 \text{ ком}.$$

Воспользовавшись формулой (2.14), рассчитываем коэффициент нестабильности, определив предварительно D_0:

$$D_0 = \frac{R_э}{R} + R_к \frac{R_1 + R_э}{R_1 R_2} = \frac{0,62}{1,85} + 1,1 \frac{3,3 + 0,62}{3,3 \cdot 4,2} \approx 0,65,$$

$$S_c = \frac{1 + D_0}{1 - \alpha_0 + D_0} = \frac{1 + 0,65}{1 - 0,99 + 0,65} \approx 2,5.$$

Сравнение результатов расчета схем рис. 2.13 и 2.15 показывает, что схема рис. 2.15 при том же токе делителя позволяет получить заметно меньший коэффициент нестабильности S_c (2,5 вместо 4,8). Вместе с тем входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки для схемы рис. 2.13 значительно больше, поскольку для схемы рис. 2.15 $R_{ст} = \frac{R_1 R_2'}{R_1 + R_2'}$, причем $R_2' < R_2$ ($R_2 = 4,2$ *ком*).

Литература

[10, 19, 21, 22, 23, 27, 28].

ГЛАВА 3

РАСЧЕТ ВЫХОДНОГО КАСКАДА

§ 3.1. ВЫХОДНОЙ КАСКАД НА ЛАМПЕ

Выходной каскад усилителя рассматривается отдельно от остальных каскадов усилителя в связи с некоторыми особенностями его расчета. Выходной каскад работает на сопротивление нагрузки, отличающееся от сопротивления нагрузки предварительных каскадов. Существенным является также то обстоятельство, что для обеспечения требующегося во многих случаях большого выходного напряжения к сетке лампы оконечного каскада должен быть приложен сигнал амплитудой в несколько вольт. В связи с этим возникает вопрос о пригодности той или иной лампы к использованию в выходном каскаде усилителя. Следует отметить, что иногда (как, например, в случае, когда выходным каскадом усилителя является катодный повторитель) на сетке лампы предоконечного каскада может также оказаться значительный сигнал. Методика расчета предоконечного каскада в этом случае будет такой же, как и выходного каскада (выбор лампы по импульсу тока, выбор положения рабочей точки и пр.).

Выходной каскад усилителя выполняется с нагрузкой либо в анодной цепи, либо в катодной цепи (катодный повторитель). При выборе схемы и лампы выходного каскада следует учитывать:

— данные нагрузки;

— амплитуду и полярность импульса на выходе усилителя;

— коэффициент усиления и время установления всего усилителя.

Наиболее часто встречаются усилители, работающие на следующие виды нагрузки: 1) активное сопротивление, 2) емкость, 3) сопротивление и емкость, 4) согласованная линия, 5) несогласованная линия.

Применение катодного повторителя в качестве последнего каскада усилителя позволяет снизить время установления усилителя. Однако это оказывается возможным лишь при выполнении приводимого ниже условия, установленного на основе сравнения двух вариантов схем выхода усилителя.

Сравниваемые схемы выхода усилителя представлены на рис. 3.1. Схема выходного каскада (рис. 3.1, *а*) представляет обычный каскад, имеющий емкостную нагрузку $C_н$ в анодной цепи. Схема рис. 3.1, *б* содержит два каскада — оконечный каскад, представляющий катодный повторитель с той же емкостной нагрузкой $C_н$ в катодной цепи, и предшествующий ему предоконечный каскад. В обеих приведенных схемах предполагается простая (параллельная) коррекция (включением корректирующей катушки индуктивности последовательно с резистором $R_а$). Коэффициенты коррекции $k_1 = \frac{L_1}{C_н R_а^2}$ и $k_2 = \frac{L_2}{C_а R_а^2}$ приняты равными и соответствуют малому выбросу в переходной характеристике.

Предположим, что коэффициенты усиления сравниваемых схем примерно одинаковы (имея в виду, что $S_2 R_к \gg 1$ и, следовательно, коэффициент передачи катодного повтори-

теля близок к единице). Обозначим отношение времен установления этих схем через M, т. е. примем

$$M = \frac{\tau_1}{\tau_2},$$

где τ_1 — время установления однокаскадной схемы (рис. 3.1, *а*);

τ_2 — время установления двухкаскадной схемы (рис 3.1, *б*).

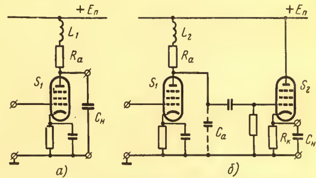


Рис. 3.1. Схемы выходных каскадов усилителя:
а — реостатный каскад с параллельной схемой коррекции, нагруженный на емкость $C_н$; *б* — катодный повторитель, нагруженный на емкость $C_н$, с предшествующим ему реостатным каскадом с параллельной схемой коррекции

Можно показать [6], что величина M при $S_2 R_к \gg 1$ определяется выражением

$$M = \frac{\dfrac{C_н}{C_a}}{\sqrt{1+\left(\dfrac{\dfrac{2,2}{У}\cdot\dfrac{C_н}{C_a}}{S_1 R_a}\right)^2}}\,. \quad (3.1)$$

Очевидно, что выигрыш по времени установления имеет место при $M > 1$.

При выполнении условия $\frac{2,2}{У} \cdot \frac{C_н}{C_а} < \frac{S_1 R_а}{2}$ выигрыш во времени установления фронта переходной характеристики при использовании двухкаскадной схемы с катодным повторителем с некоторым приближением будет равен

$$M \approx \frac{C_н}{C_а}. \tag{3.2}$$

Уменьшить время установления путем включения катодного повторителя возможно лишь в случае, когда нагружающая усилитель емкость превышает действующую междукаскадную емкость $C_а$ (паразитная емкость в анодной цепи предоконечного и сеточной цепи оконечного каскадов). Как следует из (3.1), введение коррекции ($У < 2,2$) уменьшает выигрыш во времени установления при использовании катодного повторителя. Это означает, что в ряде случаев альтернативой введению катодного повторителя может служить применение коррекции.

Следует отметить, что вводить катодный повторитель с целью уменьшить время установления фронта переходной характеристики или с целью увеличить коэффициент усиления усилителя целесообразно только в случае, когда это приводит к существенному выигрышу во времени фронта или в коэффициенте усиления. В противном случае, когда выигрыш, получаемый введением катодного повторителя, незначителен, увеличение числа ламп усилителя нельзя считать оправданным.

В случае когда нагрузкой усилителя является кабельная линия, на выходе усилителя следует применить катодный повторитель. Такая рекомендация обязана специфике характера нагрузки усилителя. При непосредствен-

ном подсоединении средней жилы кабеля к аноду лампы выходного каскада усилителя кабель оказывается под значительным напряжением постоянного тока, поскольку оболочка кабеля подключается к шасси, являющимся другим полюсом источника напряжения анодного питания. Кроме того, при наиболее часто применяемом согласовании на конце линии ввиду малого сопротивления нагрузки, равного при согласовании волновому сопротивлению кабеля, необходим разделительный конденсатор весьма большой емкости. В противном случае, при малой постоянной времени разделительной цепи, могут возникнуть значительные искажения вершины импульса. При использовании катодного повторителя необходимость в разделительной емкости в большинстве случаев отсутствует. Следует также отметить, что для обычных значений волнового сопротивления кабеля (40—90 *ом*) при средней крутизне характеристики лампы порядка 10 *ма/в* включение линии в анодную цепь не дает заметного выигрыша в коэффициенте усиления выходного каскада.

Работу усилителя на не слишком длинную (несколько метров) несогласованную линию можно рассматривать как работу на емкостную нагрузку, равную произведению погонной емкости на длину кабеля [13]. Замена при расчете усилителя реальной нагрузки эквивалентной емкостной нагрузкой допустима при условии, что геометрическая длина кабеля l в метрах численно меньше величины

$$\frac{70\,\tau_y}{\sqrt{\varepsilon}},$$

где τ_y — время установления всего усилителя, *мксек*;
ε — электрическая постоянная материала заполнения кабеля.

Соответствующее значение емкости, выраженное в пикофарадах, равно

$$C = 10^4 \frac{l\,(м)\ \sqrt{\varepsilon}}{3\,Z_в\ (ом)}\ [пф],$$

где $Z_в$ — волновое сопротивление кабеля.

Указанная рекомендация приводит к довольно грубому приближению. Точный же расчет чрезвычайно сложен для практического применения. С учетом (3.1) или (3.2) при работе усилителя на отрезок несогласованной линии на выходе усилителя целесообразно применить катодный повторитель.

§ 3.2. ВЫБОР РЕЖИМА И РАСЧЕТ ЛАМПОВОГО ВЫХОДНОГО КАСКАДА С НАГРУЗКОЙ В АНОДНОЙ ЦЕПИ

Амплитуда импульса, которую можно получить на выходе усилителя, зависит от данных лампы, используемой в оконечном каскаде, сопротивления оконечной нагрузки, а также от полярности импульса (заметим, что иногда к усилителю предъявляется требование усиления импульсов обеих полярностей). Максимальная амплитуда импульса напряжения соответствует наибольшему импульсу тока, который допускает при данной полярности импульса выбранная лампа.

Для выходного каскада импульсного усилителя желательно выбрать лампу, которая имела бы большую крутизну характеристики, малые входную и выходную паразитные емкости и подходила бы по своему импульсу тока (максимальный импульс тока, допускаемый лампой). Здесь следует отметить, что достоинство той или иной лампы, заключающееся в малой по сравнению с другими лампами выходной емкости, не может оказать заметного влияния

на время установления или на коэффициент усиления в случае, когда усилитель работает на емкость, превышающую в несколько раз выходную емкость лампы. Расчет выходного каскада должен показать, насколько выбранная лампа является пригодной по своему импульсу тока и не следует ли заменить первоначально выбранную лампу другой, с другим максимально допустимым импульсом тока или применить параллельное соединение двух ламп.

Рассмотрим методику расчета и выбор режима выходного каскада в случае чисто емкостной нагрузки усилителя при выходном сигнале, снимаемом с анода лампы (нагрузка в анодной цепи). Для конкретности предположим, что нагрузкой усилителя является электронно-лучевая трубка (один из возможных видов нагрузки импульсного усилителя). Такой вид нагрузки означает, что усилитель должен быть рассчитан для работы на емкость $C_н$, которая равна

$$C_н = C_{вых.\ л} + C_м + C_{тр},$$

где $C_{вых.\,л}$ — выходная емкость лампы оконечного каскада;
$C_м$ — емкость монтажа;
$C_{тр}$ — входная емкость электронно-лучевой трубки.

Положим далее, что к трубке необходимо подвести импульс с напряжением $U_{вых}$. Первоначально ведем расчет каскада на минимальное время установления. Это означает, что импульс тока должен быть выбран самым большим, который допускает данная лампа.

Импульс тока лампы выходного каскада, в котором отсутствует коррекция, должен удовлетворять неравенству

$$I_m \geqslant \frac{2{,}2\, U_{вых}\, C_н}{\tau_{у.\ вых}}, \tag{3.3}$$

где $\tau_{у.\,вых}$ — время установления выходного каскада.

Из совокупности ламп, удовлетворяющих условию (3.3), следует ориентировочно выбрать лампу, обладающую наименьшим импульсом тока. При этом выходной каскад будет потреблять меньше энергии от источника питания и, следовательно, указанное решение представится более выгодным.

В условии (3.3) время установления выходного каскада можно принять равным $\sim 0{,}6$ от времени установления усилителя.

Если в выходном каскаде применить коррекцию, то в этом случае необходимый импульс тока будет меньше определяемого правой частью (3.3) в $\frac{2{,}2}{y}$ раз.

Обратимся к анодно-сеточной характеристике лампы (рис. 3.2) и рассмотрим, как следует выбирать рабочую точку лампы в разных случаях. При обсуждении этого вопроса, а также в дальнейшем изложении мы будем предполагать, что скважность импульсов значительна (больше десяти) и в связи с этим считать, что положение рабочей точки не изменяется заметным образом при подведении импульсов к сетке лампы.

Если выходной импульс должен иметь отрицательную полярность, то рабочая точка лампы (точка a на рис. 3.2) выбирается на нижнем сгибе характеристики. Выбор положения рабочей точки левее указанного на рис. 3.2 существенно не увеличивает импульса тока, однако ведет к значительному увеличению импульса напряжения, который нужно подвести к сетке лампы. Другими словами, при слишком «левом» выборе рабочей точки уменьшается средняя крутизна характеристики лампы оконечного каскада (отношение импульса тока к вызвавшему его импульсу напряжения на сетке лампы) и его коэффициент усиления, что, очевидно, приводит к требованию большего коэффи-

циента усиления от каскадов, предшествующих оконечному.

Если принять, что работа каскада должна проходить без захода в область сеточных токов, а также предусмотреть в этом отношении некоторый запас порядка 0,5 *в*, то амплитуду импульса на сетке лампы $U_{вх}$ и соответствующий

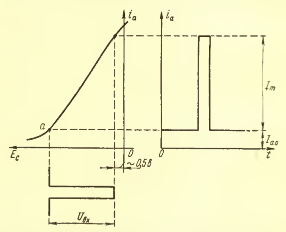


Рис. 3.2. Выбор положения рабочей точки на анодно-сеточной характеристике лампы при импульсе отрицательной полярности на выходе усилителя

максимальный импульс тока I_m можно легко определить по характеристике лампы (рис. 3.2).

В случае положительного выходного импульса (рис. 3.3) рабочую точку лампы желательно, с точки зрения увеличения импульса тока, выбирать возможно ближе к оси ординат, т. е. выбрать возможно меньшее отрицательное смещение. Однако поскольку при этом постоянная со-

ставляющая тока оказывается значительной, необходимо проверить, не получается ли мощность рассеяния на аноде лампы при таком положении рабочей точки больше допустимой.

Условие правильного выбора рабочей точки из соображений допустимой мощности рассеяния на аноде лампы (при

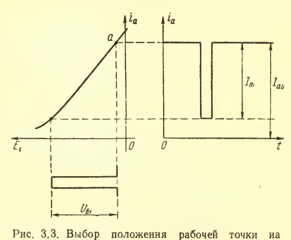


Рис. 3.3. Выбор положения рабочей точки на анодно-сеточной характеристике лампы при импульсе положительной полярности на выходе усилителя

значительной скважности импульсов) может быть записано в виде

$$I_{a0} E_{п} - I_{a0}^2 R_{=} < P_{a}, \qquad (3.4)$$

или

$$I_{a0} E_{a0} < P_{a},$$

где $I_{а0}$ — постоянная составляющая анодного тока лампы;

$E_{а0}$ — напряжение на аноде лампы относительно катода;

$E_{п}$ — напряжение источника анодного питания;

$R_{=}$ — суммарное сопротивление постоянному току в анодной и катодной цепях лампы (в общем случае $R_{=}=R_{а}+R_{ф}+R_{к}$);

$P_{а}$ — допустимая мощность рассеяния на аноде лампы.

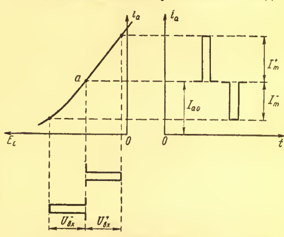


Рис. 3.4. Выбор положения рабочей точки на анодно-сеточной характеристике лампы в случае усиления импульсов обеих полярностей

Очевидно, что проверке на допустимость рассеяния подлежит также и та мощность, которая выделяется на экранной сетке лампы. Здесь необходимо удовлетворить условию

$$I_{э} E_{п} - I_{э}^{2} R_{э} < P_{э}, \tag{3.5}$$

где $I_э$ — ток экранной сетки;

$R_э$ — сопротивление резистора в цепи экранной сетки;

$P_э$ — допустимая мощность рассеяния на экранной сетке.

Если усилитель должен усиливать импульсы обеих полярностей, то в этом случае рабочий участок характеристики выбирается на основании тех же соображений, как и в случае отрицательного выходного импульса. Рабочая точка выбирается в середине рабочего участка характеристики (рис. 3.4).

При усилении импульсов обеих полярностей в предположении, что скважность усиливаемых импульсов значительна (больше десяти), сохраняет справедливость условие (3.4), которым необходимо воспользоваться.

Для оконечного, а иногда и для предоконечного каскадов при амплитуде импульса на сетке в несколько вольт форма импульса на выходе усилителя оказывается немного видоизмененной вследствие нелинейности характеристики лампы. Так, например, при положительном импульсе на сетке увеличивается запаздывание импульса, а форма импульса несколько улучшается, так как изменяется длительность фронта, поскольку $\tau_y' < \tau_y$ (рис. 3.5).

При усилении импульсов разной полярности вследствие нелинейности характеристики лампы возникает специфическое искажение—разный коэффициент усиления для импульсов разных знаков. Если по тем или иным соображениям необходимо получить примерно одинаковое усиление для импульсов разных знаков, то этого можно достигнуть, выбрав рабочие точки ламп в оконечном и в предоконечном каскадах таким образом, чтобы получить компенсацию искажений указанного характера.

Итак, выяснив амплитуду максимального импульса тока ориентировочно выбранной лампы, не представляет труда

определить сопротивление нагрузки (при емкостной нагрузке усилителя $R_н = R_а$), коэффициент усиления и время установления оконечного каскада.

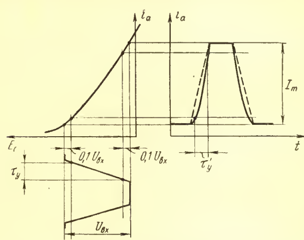


Рис. 3.5. Влияние нелинейности характеристики лампы на форму импульса

Сопротивление нагрузки определяется по формуле

$$R_н = \frac{U_{вых}}{I_m}. \qquad (3.6)$$

Коэффициент усиления оконечного каскада равен

$$K_{вых} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}. \qquad (3.7)$$

Амплитуда импульса на входе оконечного каскада определяется непосредственно из построения по анодно-сеточ-

ной (или анодным) характеристике лампы. Очевидно, что амплитуда импульса напряжения на входе должна соответствовать максимальному импульсу тока, если иметь в виду расчет каскада на минимальное время установления.

Время установления оконечного каскада равно

$$\tau_{у.\ вых} = УR_{н}C_{н}. \tag{3.8}$$

Значение $У$ связано с выбором схемы высокочастотной коррекции (см. п. 5.2.1). Если коррекция не предусматривается, то $У=2{,}2$. При выборе схемы коррекции следует иметь в виду, что возможные в процессе эксплуатации изменения данных нагрузки могут оказать большое влияние на форму переходной характеристики выходного каскада и всего усилителя. Это особенно проявляется в случае применения в выходном каскаде сложной схемы коррекции. Для суждения о возможности при непостоянстве нагрузки ввести коррекцию в выходной каскад следует, используя указанные в технических условиях сведения, касающиеся диапазона ожидаемых изменений данных нагрузки, установить, как при введении высокочастотной коррекции изменяются длительность фронта нарастания импульса и особенно величина выброса.

В ходе дальнейшего расчета (см. гл. 4 и 5) должно быть определено время установления предварительного каскада усилителя (предполагается одинаковое время установления предварительных каскадов). Если окажется, что время установления предварительного каскада отличается от времени установления оконечного каскада не более чем на 25—30%, то это означает, что выбор лампы оконечного каскада произведен правильно.

Если время установления предварительного каскада существенно больше времени установления оконечного каскада, то это дает возможность: а) применить в выход-

ном каскаде лампу с меньшим импульсом тока и соответственно выбрать большее сопротивление резистора $R_а$ в анодной цепи, б) отказаться от применения высокочастотной коррекции, если такая коррекция предварительно предполагалась в выходном каскаде.

В указанном случае заметного несоответствия времен установления при уточнении расчета время установления на все каскады, включая оконечный и входной (если он только не катодный повторитель), принимается одинаковым. Далее, исходя уже из времени установления, определяется новое значение сопротивления нагрузки $\left(R_н = \frac{\tau_у}{УC_н}\right)$. Найдя сопротивление нагрузки, легко определить новое значение импульса тока и по импульсу тока — амплитуду импульса напряжения на входе оконечного каскада и коэффициент усиления последнего.

Еще раз подчеркнем, что не следует пренебрегать возможностью замены лампы с большим импульсом тока лампой с меньшим импульсом тока, поскольку последняя отбирает меньшую мощность от источников питания.

Наконец, в случае если время установления оконечного каскада существенно больше времени установления предварительного, то это указывает на то, что желательно применить лампу с бо̀льшим импульсом тока, если, разумеется, для этой цели имеется подходящая лампа, или соединить две лампы параллельно. Следует иметь в виду, что при параллельном соединении ламп наряду с увеличением общего числа ламп в усилителе возрастает паразитная емкость, действующая параллельно сопротивлению нагрузки, а также входная емкость выходного каскада.

Рассмотрим случай, когда нагрузкой усилителя являются активное сопротивление $R_н$ или $R_н$ и емкость $C_н$.

Сопротивление нагрузки присоединяется к усилителю обычно через разделительный конденсатор (рис. 3.6). Амплитуда импульса тока определяется по сопротивлению анодной нагрузки для переменного тока, т. е.

$$I_m = \frac{U_{\text{вых}}}{R_\sim}, \qquad (3.9)$$

где

$$R_\sim = \frac{R_\text{а} R_\text{н}}{R_\text{а} + R_\text{н}}.$$

Далее по импульсу тока подбирается соответствующая лампа.

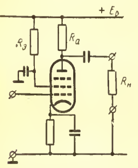


Рис. 3.6. Принципиальная схема выходного каскада (сопротивление нагрузки для переменного тока $R_\sim = \frac{R_\text{а} R_\text{н}}{R_\text{а} + R_\text{н}}$).

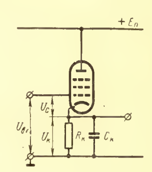


Рис. 3.7. Принципиальная схема катодного повторителя (смещение определяется полным напряжением на резисторе $R_\text{к}$)

Следует указать, что сопротивление резистора $R_\text{а}$ не может быть выбрано значительным, как это желательно с точки зрения уменьшения импульса тока, так как на

резисторе $R_а$ в этом случае будет падать большое напряжение. При этом напряжение на аноде лампы может оказаться меньше необходимого для ее нормальной работы.

§ 3.3. ВЫБОР РЕЖИМА И РАСЧЕТ ЛАМПОВОГО ВЫХОДНОГО КАСКАДА С НАГРУЗКОЙ В ЦЕПИ КАТОДА

Расчет катодного повторителя отличается некоторыми особенностями по сравнению с расчетом каскада с нагрузкой в анодной цепи. Прежде всего отметим, что пентодное включение лампы катодного повторителя дает примерно тот же эффект, как и в случае, когда лампа катодного повторителя работает в триодном режиме.

При использовании пентода крутизна динамической характеристики на рабочем участке сохраняется достаточно высокой также и при сравнительно больших сопротивлениях нагрузки.

Преимуществом триодного включения является простота подключения лампы, а также немного бо̀льшая линейность динамической характеристики анодного тока. При работе на низкоомный кабель или на малое нагрузочное сопротивление предпочтительно триодное включение лампы, поскольку в этом случае динамическая характеристика близка к статической.

Время установления фронта переходной характеристики катодного повторителя (рис. 3.7) равно

$$\tau_у = 2{,}2 \frac{C_к R_к}{1 + SR_к}, \qquad (3.10)$$

где $C_к$ и $R_к$ — соответственно емкость и сопротивление в цепи катода.

В отличие от каскада с нагрузкой в анодной цепи время установления катодного повторителя не возрастает прямо

пропорционально сопротивлению нагрузки. Действительно, умножим числитель и знаменатель (3.10) на S, тогда

$$\tau_у = 2{,}2\, C_к \frac{1}{S} \cdot \frac{SR_к}{1 + SR_к}.$$

При $SR_к \gg 1$ получим

$$\tau_у \approx 2{,}2\, C_к \frac{1}{S}. \qquad (3.11)$$

Таким образом, при достижении $R_к$ некоторого значения дальнейшее его увеличение не ведет к заметному возрастанию времени установления катодного повторителя. Выражение (3.11) следует рассматривать как предел для времени установления катодного повторителя.

Сравнивая (3.11) с выражением для времени установления каскада с нагрузкой в анодной цепи (при отсутствии коррекции $\tau_у = 2{,}2\ C_н R_н$), легко заметить, что в (3. 11) место сопротивления нагрузки занимает внутреннее сопротивление катодного повторителя $\frac{1}{S}$, которое обычно (исключая случай работы на линию) значительно меньше сопротивления нагрузки. Следовательно, в катодном повторителе выбор сопротивления в катодной цепи при $SR_к \gg 1$ не связывается соображениями времени установления. Увеличение сопротивления резистора $R_к$ выгодно с точки зрения уменьшения используемого участка характеристики лампы или, что то же самое, с точки зрения уменьшения импульса тока. Это позволяет либо выбрать для работы участок характеристики лампы с относительно большей средней крутизной, либо применить лампу с меньшим импульсом тока. Вместе с тем чрезмерное увеличение сопротивления $R_к$ является нежелательным, так как при этом снижается напряжение на лампе катодного повторителя.

Рассмотрим графический метод расчета катодного повторителя. Этот метод расчета в отличие от аналитического обладает большей наглядностью, позволяет получить суждение о влиянии нелинейности характеристики лампы на форму импульса, а также характеризуется большей точностью, поскольку табличное значение крутизны лампы в случае напряжения на сетке более 1—2 *в* отличается от значения средней крутизны.

Графический расчет катодного повторителя при пентодном включении лампы можно вести с некоторым приближением, пользуясь анодно-сеточной характеристикой: $I_а = \varphi(E_с)$. В случае триодного режима работы лампы катодного повторителя следует пользоваться динамической характеристикой анодного (катодного) тока лампы, построенной для данного значения сопротивления катодной нагрузки.

На рис. 3.7 представлена простейшая схема катодного повторителя, а на рис. 3.8 изображена анодно-сеточная характеристика лампы этого же катодного повторителя. Положение рабочей точки *a* (рис. 3.8) на характеристике лампы катодного повторителя определяется пересечением нагрузочной прямой, проведенной под углом $\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1}{R_к}$, с характеристикой анодного тока. При таком построении в случае пентодного включения лампы положение рабочей точки определяется приближенно, поскольку для определения ее координат используется характеристика анодного ($i_а$), а не катодного ($i_а + i_э$) тока. Принятое допущение практически не вносит в расчет заметной погрешности. Вместе с тем оно освобождает при проектировании от необходимости специально строить характеристику катодного тока, которая обычно в справочниках не приводится.

Соображения, касающиеся выбора положения рабочей точки, не отличаются от приведенных выше применительно к выходному каскаду с нагрузкой в анодной цепи. Особенность заключается лишь в том, и это уже отмечалось, что в некоторых случаях сопротивление резистора $R_к$ может быть увеличено, а импульс тока соответственно уменьшен.

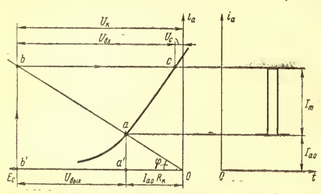


Рис. 3.8. Выбор режима катодного повторителя (рис. 3.7) при импульсе положительной полярности на его выходе

Определим непосредственным построением рабочий участок характеристики лампы и коэффициент передачи катодного повторителя.

Согласно рис. 3.7 можно записать

$$U_с = U_к - U_{вх}. \tag{3.12}$$

Замечая, что

$$U_к = I_{а0} R_к + U_{вых} \tag{3.13}$$

и подставляя (3.13) в (3.12), получаем

$$U_c = I_{a0} R_к + U_{вых} - U_{вх}$$

или

$$U_c + U_{вх} = I_{a0} R_к + U_{вых}. \quad (3.14)$$

Построение, осуществленное согласно (3.14), представлено на рис. 3.8. Требуемая амплитуда выходного импульса откладывается при положительном выходном импульсе влево от рабочей точки, далее находятся точки b и c, расстояние между которыми отображает величину $U_{вх}$. Рабочий участок характеристики представляется отрезком $a—c$. Очевидно, что коэффициент усиления катодного повторителя определяется отношением отрезков $a'b'$ к bc.

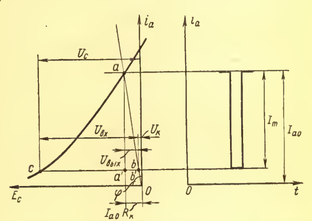


Рис. 3.9. Выбор режима катодного повторителя (рис. 3.7) при импульсе отрицательной поляриости на его выходе

В случае если выходной импульс напряжения на выходе должен характеризоваться отрицательной полярностью, построение выполняется согласно рис. 3.9. Здесь равенство (3.14) остается справедливым, поскольку $U_{вых}$ и $U_{вх}$ должны быть взяты со знаком «—».

Рассмотрим схему катодного повторителя, в котором смещение определяется частью сопротивления нагрузки (рис. 3.10).

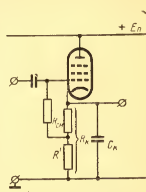


Рис. 3.10. Принципиальная схема катодного повторителя (смещение определяется частью полного напряжения на $R_к$)

Построение в этом случае для импульса положительной полярности проводится аналогично, с той разницей, что определение $U_{вх}$ осуществляется по нагрузочной прямой pq для переменного тока (рис. 3.11). Прямая ol проводится под углом $\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1}{R_{см}}$ с целью определить рабочую точку на характеристике лампы. Далее через рабочую точку проводится нагрузочная прямая для переменного тока под углом

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{1}{R_{см} + R'}.$$

Построение для случая отрицательного импульса на выходе приведено на рис. 3.12.

Рассмотрим еще случай работы катодного повторителя на согласованную линию при выходном импульсе, имеющем положительную полярность (рис. 3.13). Так как волновое сопротивление линии мало, то в некоторых случаях

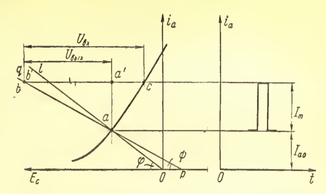


Рис. 3.11. Выбор режима катодного повторителя (рис. 3.10) при импульсе положительной полярности на его выходе

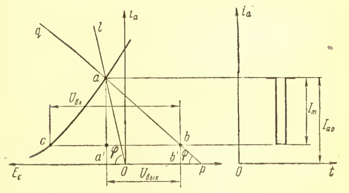


Рис. 3.12. Выбор режима катодного повторителя (рис. 3.10) при импульсе отрицательной полярности на его выходе

автоматическое смещение, получающееся на согласующем сопротивлении R, может оказаться недостаточным. Поэтому последовательно с согласующим сопротивлением R (оно при согласовании равно волновому сопротивлению кабеля) включают дополнительное сопротивление R', зашунтированное большой емкостью. Построение для указанного случая приведено на рис. 3.14 и не нуждается в дополнительных пояснениях.

Как было указано в начале настоящей главы, в случае работы на коаксиальную линию выходной каскад усилителя выполняется обычно по схеме катодного повторителя. Поэтому, рассматривая ниже вопрос о согласовании коаксиальной линии на ее входе, будем иметь в виду согласование линии с выходным сопротивлением катодного повторителя. Можно показать (см. приложение 1), что устранить линейные искажения, возникающие за счет соединительной линии, возможно не только путем соответствующего выбора сопротивления нагрузки для согласования нагрузки с линией. Тот же результат, в смысле передачи по линии сигналов без искажений, можно получить, не предъявляя требований к величине и характеру сопротивления нагрузки. Для этого следует согласовать сопротивление линии с внутренним сопротивлением источника сигнала, т. е. выполнить согласование на входе линии. Существенным недостатком такого согласования является зависимость его от режима работы каскада.

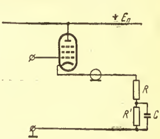


Рис. 3.13. Принципиальная схема катодного повторителя, нагруженного на кабельную линию

При согласовании на входе линии оказывается возможным присоединить на выходе линии нагрузку, представляющую активное сопротивление большой величины, через разделительный конденсатор сравнительно небольшой емкости (сотые доли микрофарады). Кроме того, коэффициент передачи катодного повторителя при согласовании на

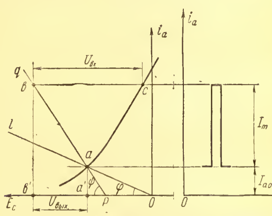


Рис. 3.14. Выбор режима катодного повторителя (рис. 3.13) при импульсе положительной полярности на его выходе

входе имеет несколько бо̀льшую величину, чем в случае согласования на выходе линии.

Аналитический расчет схем катодных повторителей, в том числе работающих на кабельную линию с согласованием линии на ее входе, рассматривается в гл. 5. При этом следует иметь в виду, что при большой амплитуде импульса напряжения на выходе катодного повторителя

в расчетные формулы входит средняя крутизна рабочего участка анодно-сеточной характеристики лампы.

Катодный повторитель сравнительно часто используется в качестве оконечного каскада при большом уровне сигнала на выходе усилителя, поэтому представляет интерес вопрос о наибольшей допустимой амплитуде импульса напряжения на входе катодного повторителя.

На вход катодного повторителя может быть подано бо́льшее напряжение, чем на вход каскада с анодной нагрузкой при использовании той же лампы. Это объясняется тем, что фактическое напряжение, действующее между сеткой и катодом, представляет в случае катодного повторителя разность между входным и выходным напряжениями. Если коэффициент передачи катодного повторителя близок к единице, то входное напряжение может в несколько раз превышать напряжение отсечки $E_{отс}$ (рис. 3.15).

Рис. 3.15. Определение напряжения отсечки $E'_{отс}$

При работе катодного повторителя в импульсном режиме возможны специфические искажения, которые возникают в случае превышения входным импульсом определенной величины. Эти искажения обусловлены инерционностью нагрузки катодного повторителя (наличием емкости $C_к$). Если к входу катодного повторителя приложен, например, импульс положительной полярности, то по прекращении его действия напряжение на нагрузке каскада вследствие

наличия емкости $C_к$ спадает не сразу. Это напряжение обращено минусом к сетке, и, следовательно, при слишком большой амплитуде импульса напряжения на входе лампа катодного повторителя может оказаться запертой. При этом постоянная времени разряда равна $C_к R_к$, а не $\frac{C_к R_к}{1 + SR_к}$, поскольку только «открытая» лампа может способствовать ускоренному разряду.

Максимальное входное напряжение импульса определяется [14] выражением

$$U_{вх\,max} = \frac{0,8\,\tau_у (1 + SR_к)}{0,8\,\tau_у + \frac{2SR_к C_к R_к}{1 + SR_к}\left(1 - e^{-\frac{0,8\tau_у(1+SR_к)}{C_к R_к}}\right)} |E'_{отс}|, \quad (3.15)$$

где $\tau_у$ — время фронта импульса, действующего на входе катодного повторителя.

Участок сеточной характеристики лампы левее $E'_{отс}$ характеризуется заметно меньшей крутизной. Поэтому в (3.15) указано не фактическое значение напряжения отсечки, а несколько меньшее, определяемое согласно рис. 3.15.

Из формулы (3.15) следует, что максимальная амплитуда импульса напряжения на входе во всяком случае больше величины

$$\frac{0,8\,\tau_у (1 + SR_к) |E'_{отс}|}{0,8\,\tau_у + \frac{2SR_к C_к R_к}{1 + SR_к}}.$$

Кроме того, при $SR_к \to 0$

$$U_{вх\,max} \approx |E'_{отс}|,$$

а при $SR_к \gg 1$

$$U_{вх\,max} \approx \frac{0,8\,\tau_y\,SR_к}{0,8\,\tau_y + 2C_к R_к}\,|E'_{отс}|.$$

Максимальная амплитуда импульса напряжения на выходе представляется формулой

$$U_{вых\,max} = U_{вх\,max}\frac{SR_к}{1 + SR_к}. \quad (3.16)$$

При подаче на вход катодного повторителя импульсов отрицательной полярности следует учесть мощность рассеяния, которую допускает лампа, и соответственно выбрать рабочую точку. При этом вместо $|E'_{отс}|$ в приведенные формулы подставляется величина $|E'_{отс}| - |E_{pm}|$, где E_{pm} — напряжение смещения рабочей точки.

§ 3.4. ВЫХОДНОЙ КАСКАД НА ТРАНЗИСТОРЕ

Работа выходного каскада транзисторного усилителя во многом аналогична работе выходного лампового каскада. Выходной каскад на транзисторе также целесообразно рассматривать отдельно от остальных каскадов. Оконечный каскад должен при допустимых искажениях обеспечить необходимую амплитуду импульса напряжения на нагрузке усилителя, которая в общем случае отличается от нагрузки предшествующих каскадов.

Высокочастотные германиевые диффузионные транзисторы П401, П402, П403, П403А, П410, П410А, П411, П411А и германиевые сплавные триоды типа П12, П406, П407, П19, П408, П409, обычно используемые в усилителях импульсных сигналов, характеризуются сравнительно малым максимально допустимым напряжением коллектор — эмиттер (6—10 *в*). Это ограничивает амплитуду импульса

напряжения на нагрузке в цепи коллектора или эмиттера несколькими вольтами, так как $U_{вых} < E_{кmax}$. Большая амплитуда импульса на выходе усилителя может быть в принципе получена с помощью повышающего импульсного трансформатора. Однако конструирование импульсного трансформатора с малой собственной емкостью и с малой индуктивностью рассеяния, который одновременно допускал бы трансформирование импульсов большой амплитуды, встречает значительные трудности [38]. Поэтому применение импульсного трансформатора на выходе усилителя ограничивается случаями усиления импульсов сравнительно большой длительности.

Выбор транзистора производится по граничной частоте усиления по току в схеме с общей базой f_α или по максимальной частоте генерации транзистора $f_г$. Граничная частота f_α должна удовлетворять условию

$$f_\alpha \geqslant \frac{3}{\tau_у}, \tag{3.17}$$

где $\tau_у$ — время установления всего усилителя.

Напомним, что f_α и $f_г$ связаны приближенным соотношением

$$f_\alpha = 8\pi r_б C_к f_г^2. \tag{1.19}$$

Выбор режима работы оконечного каскада, выбор и расчет схемы температурной стабилизации рабочей точки выполняются в соответствии с рекомендациями, изложенными в гл. 2.

При большом сигнале, если учесть, что время нарастания фронта импульса отлично от нуля, ток и напряжение импульса последовательно проходят значения от $I_{к0}$ до $I_{к0} \pm I_m$ и от $E_{к0}$ до $E_{к0} \pm U_{вых}$. Знак перед I_m и $U_{вых}$ зависит от полярности выходного импульса на нагрузке в цепи коллектора или эмиттера.

Для расчета искажений формы импульса в выходном каскаде в первом приближении допустимо пользоваться усредненными низкочастотными и высокочастотными параметрами транзистора, которые соответствуют средним мгновенным значениям тока и напряжения [10].

Рекомендуемая в работе [10] и принятая здесь методика расчета дает сравнительно грубую оценку искажений формы сигнала в случае, когда сигнал нельзя считать малым. Характер переходного процесса при большом сигнале в значительной мере зависит от того, как изменяются параметры транзистора в пределах рабочего участка динамической характеристики. Очевидно, что большему сигналу соответствует и большее изменение параметров. Зависимость параметров транзистора от мгновенных значений тока и напряжения указывает на то, что оконечный каскад усилителя (а иногда и предоконечный) следует рассматривать как каскад с заметной нелинейностью. В частности, в связи с указанной нелинейностью возникает некоторое различие в характере воспроизведения переднего и заднего фронтов усиливаемых импульсов. К настоящему времени методика инженерного расчета усилителя при большом сигнале еще не разработана, поэтому ограничиваются расчетом, носящим приближенный характер.

В качестве меры, позволяющей несколько ослабить влияние изменения параметров транзистора, можно указать на целесообразность выбора такого режима работы каскада, который соответствовал бы возможно меньшему изменению тока коллектора (т. е. по возможности большему наклону динамической линии нагрузки), поскольку изменение тока коллектора оказывает значительно большее влияние на характер процесса, чем изменение напряжения на коллекторе. Благоприятное влияние оказывает также применение отрицательной обратной связи.

Итак, приступая к проектированию выходного каскада, следует предварительно произвести пересчет параметров транзистора, которые указаны в справочнике для тока $I_{\text{к.справ}}$ и напряжения $E_{\text{к.справ}}$ соответственно к значениям

$$I_{\text{к}0} \pm \frac{I_m}{2}$$

и

$$E_{\text{к}0} \pm \frac{U_{\text{вых}}}{2}.$$

Усредненные за время действия импульса параметры согласно § 1.7 определяются по формулам:

$$\left.\begin{aligned}
g_{11} &= \frac{I_{\text{к}0} \pm 0{,}5\,I_m}{I_{\text{к.справ}}} g_{11\,\text{справ}},\\
g_{21} &= \frac{I_{\text{к}0} \pm 0{,}5\,I_m}{I_{\text{к.справ}}} g_{21\,\text{справ}},\\
g_{22} &= \frac{I_{\text{к}0} \pm 0{,}5\,I_m}{I_{\text{к.справ}}} g_{22\,\text{справ}},\\
\tau &= \frac{I_{\text{к}0} \pm 0{,}5\,I_m}{I_{\text{к.справ}}} \cdot \frac{g_{21\,\text{справ}}\, r_{\text{б}}}{2\pi f_\alpha},\\
C_{\text{к}} &= \sqrt{\frac{E_{\text{к.справ}}}{E_{\text{к}0} \pm 0{,}5\,U_{\text{вых}}}}\, C_{\text{к.справ}}.
\end{aligned}\right\} \qquad (3.18)$$

При положительном импульсе напряжения на выходе усилителя (нагрузка в цепи коллектора) перед $0{,}5 I_m$ в (3.18) берется знак «+», а перед $0{,}5 U_{\text{вых}}$ знак «—». При отрицательном выходном импульсе—знаки обратные.

В случае усиления импульсов обеих полярностей (рис. 2.11 и 2.12) импульсу каждого знака соответствуют свои усредненные параметры и, следовательно, искажение импульсов будет разным. Для положительного выходного импульса и нагрузки в цепи коллектора усредненные параметры представляются параметрами транзистора в

точке плоскости выходных характеристик, имеющей координаты $I_{к0}+0,5\ I_m$ и $E_{к0}-0,5\ U_{вых}$. Для отрицательного выходного импульса координаты точки соответственно равны $I_{к0}-0,5\ I_m$ и $E_{к0}+0,5U_{вых}$.

§ 3.5. ВЫБОР СХЕМЫ И РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНОГО ВЫХОДНОГО КАСКАДА

В отличие от каскада предварительного усиления, нагрузкой которого является сравнительно малое входное сопротивление следующего каскада, сопротивление нагрузки $R_н$ выходного каскада (рис. 3.16) может иметь самую различную величину. Случай большого сопротивления нагрузки, когда справедливо неравенство $R_н \gg R_к$, практически означает работу усилителя на входную емкость следующего за ним прибора или устройства (электронно-лучевая трубка, электронная лампа и т. д.). При большом сопротивлении $R_н$ выбор сопротивления $R_к$ определяется требуемым углом наклона динамической линии нагрузки исходя из выбранного режима работы транзистора.

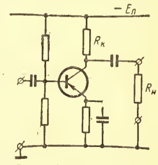


Рис. 3.16. Принципиальная схема выходного каскада (сопротивление нагрузки—$R_н$)

Выбор режима работы и схемы температурной стабилизации рабочей точки, определение сопротивлений резисторов в цепях коллектора и эмиттера и расчет элементов схемы температурной стабилизации подробно рассматриваются в гл. 2. Там же указывается графическое построение, на основе которого определяется коэффициент усиления выходного каскада.

В усилителе на лампах при работе на согласованную линию с волновым сопротивлением $Z_в=70-100$ *ом* в качестве выходного каскада применяется почти исключительно катодный повторитель. Применение в этом случае каскада с общим катодом при крутизне лампы порядка 10 *ма/в* не приводит к увеличению коэффициента передачи,

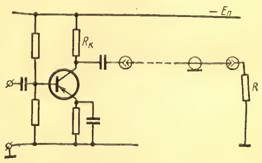


Рис. 3.17. Принципиальная схема выходного каскада, нагруженного на кабельную линию

который остается меньше единицы. Иначе обстоит дело в случае использования в выходном каскаде транзистора. Выходной каскад на транзисторе, выполненный по схеме с общим эмиттером (рис. 3.17), позволяет при работе на линию получить коэффициент усиления больше единицы, что объясняется значительной крутизной коллекторного тока g_{21}, имеющей порядок 100 *ма/в*.

Так же как и в ламповом каскаде (см. § 3.3), при работе на линию согласование можно выполнить как на выходе, так и на входе линии. При согласовании на входе сопротивление резистора в цепи коллектора $R_к$ принимается равным волновому сопротивлению линии, поскольку выходное со-

противление каскада достаточно велико. Согласование на входе позволяет применить для передачи напряжения в нагрузку переходный конденсатор относительно малой емкости (доли микрофарады), если резистор R на выходе линии не выполняет функции согласующего и его сопротивление выбрано много больше волнового сопротивления линии. Таким образом, согласование на входе дает возможность обеспечить малый спад вершины импульса при использовании переходного конденсатора небольшой емкости.

При большом выходном сигнале оконечный каскад рассчитывается на требуемую величину выходного напряжения или на наибольшее напряжение, допускаемое транзистором, если оно незначительно превышает требуемое.

Следует указать на две возможности уменьшения времени установления выходного каскада:

— применение коррекции,

— работа с возможно бóльшим импульсом тока.

Если амплитуда импульса напряжения на выходе усилителя равна требуемой и транзистор полностью используется по импульсу тока, то возможности данного транзистора в смысле уменьшения времени установления путем выбора режима его работы можно считать исчерпанными.

Время установления оконечного каскада желательно по возможности приблизить к времени установления предварительного каскада.

Расчет выходного каскада на минимальное время установления оправдывается лишь в том случае, если при этом время установления выходного каскада приближается к времени установления промежуточного каскада со стороны большего значения. В противном случае, если это возможно, следует увеличить сопротивление нагрузки для переменного тока и работать с меньшим импульсом тока.

При этом время установления выходного каскада увеличивается. Это увеличение компенсируется соответствующим ростом коэффициента усиления оконечного каскада и снижением общего коэффициента усиления и общего времени установления предварительных каскадов.

В оконечных каскадах импульсных усилителей используются такие же схемы высокочастотной и низкочастотной коррекции, как и в предварительных каскадах. В частности, при большом сопротивлении нагрузки, а также в случае емкостной нагрузки можно использовать схему с параллельной коррекцией (коррекцией индуктивностью), расчет которой приводится в п. 5.3.1.

Рекомендуется следующий порядок расчета выходного каскада:

1. Выбирается тип транзистора исходя из соотношения (3.17).

2. На основании известных из технических условий на усилитель данных об амплитуде и полярности выходного импульса и характера сопротивления нагрузки в соответствии с указаниями, изложенными в гл. 2, производится выбор режима транзистора, а также выбор и расчет схемы температурной стабилизации рабочей точки.

3. По выходным характеристикам в согласии с выбранным режимом определяются координаты точки $\left(I_{\text{к}0}+\frac{I_m}{2}\right.$ и $E_{\text{к}0}-\frac{U_{\text{вых}}}{2}$ или $I_{\text{к}0}-\frac{I_m}{2}$ и $\left.E_{\text{к}0}+\frac{U_{\text{вых}}}{2}\right)$, к которой должны быть пересчитаны низкочастотные и высокочастотные параметры. По формулам (3.18) и справочным данным о низкочастотных и высокочастотных параметрах транзистора (см. также приложение 2) производится пересчет параметров к указанной точке.

4. Выбирается схема высокочастотной коррекции вы-

ходного каскада (см. п. 5.3.1) и выполняется ее расчет.

Суждение о приемлемости схемы выносится на основании расчета времени установления выходного каскада $\tau_{у.вых}$ при допустимой величине выброса (обычно при $\delta < 3-4\%$). Предварительным критерием может служить близость $\tau_{у.вых}$ к значению $0,6\tau_у$, где $\tau_у$ — общее время установления усилителя. Применяя тот или иной вид коррекции, желательно приблизить (по возможности) $\tau_{у.вых}$ к указанной величине.

На этом предварительный расчет выходного каскада можно считать законченным. В дальнейшем после расчета каскадов предварительного усиления следует сопоставить времена установления выходного каскада и каскада предварительного усиления. При заметном отличии (более чем на 25—30%) времен установления следует, если это возможно и целесообразно, принять меры к их выравниванию. В некоторых случаях выравнивание может привести к сокращению числа каскадов усилителя. Однако оно часто связано с усложнением усилителя, с применением более сложных схем коррекции. Целесообразность усложнения следует оценить в каждом отдельном случае, привлекая для этого соображения, связанные с предполагаемыми условиями производства и эксплуатации проектируемого усилителя.

Заметим, что малое $\tau_{у.вых}$ по сравнению с временем установления предварительного каскада указывает на возможность в ряде случаев облегчить режим работы транзистора, сделать его более экономичным. Выбирая большее сопротивление нагрузки переменному току (при этом увеличивается наклон динамической характеристики), можно снизить величину импульса тока и обеспечить более высокую стабильность работы выходного каскада.

Литература

[1, 13, 14, 21, 22, 23, 26].

ГЛАВА 4

РАСЧЕТ ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ УСИЛЕНИЯ

§ 4.1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ ПО РАСЧЕТУ ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Число каскадов предварительного усиления зависит от времени установления, коэффициента усиления, схемы высокочастотной коррекции и данных лампы или транзистора. Применение коррекции позволяет уменьшить число предварительных каскадов. При этом выигрыш в уменьшении числа каскадов тем больше, чем меньше время установления и больше коэффициент усиления. Следует указать, что при слишком малом времени установления нельзя получить значительное усиление из скольких бы каскадов ни выполнить усилитель. В этом случае необходимо обратиться к специальным схемам усилителей импульсов наносекундной длительности [38].

Время установления и коэффициент усиления предварительных каскадов рассчитываются по формулам (выброс предполагается малым):

$$\left.\begin{aligned} \tau_* &= \sqrt{\tau_{у}^2 - \tau_{у.вх}^2 - \tau_{у.вых}^2}, \\ K_* &= \frac{K}{K_{вх} K_{вых}}, \end{aligned}\right\} \qquad (4.1)$$

где $\tau_у$ и K — время установления и коэффициент усиления всего усилителя;

$\tau_{у.вх}$ и $K_{вх}$ — время установления и коэффициент передачи входной цепи;

$\tau_{у.вых}$ и $K_{вых}$ — время установления и коэффициент усиления выходного каскада.

Если к первому каскаду предъявляются такие требования, как осуществление плавной регулировки усиления в одной из его цепей или включение в его схему линии задержки, т. е. если в схеме первого каскада предполагаются особенности, которые отличают его от остальных каскадов, то в этом случае первый каскад рассчитывается отдельно. При этом время установления и коэффициент усиления предварительных каскадов, исключая первый каскад, соответственно равны:

$$\left.\begin{aligned} \tau_* &= \sqrt{\tau_у^2 - \tau_{у.вх}^2 - \tau_{у1}^2 - \tau_{у.вых}^2}, \\ K_* &= \frac{K}{K_{вх} K_1 K_{вых}}, \end{aligned}\right\} \qquad (4.2)$$

где $\tau_{у1}$ и K_1 — время установления и коэффициент усиления первого каскада.

При расчете первого каскада (при наличии в нем особенностей) следует задаться величиной $\tau_{у1}$, равной $0{,}4 \div 0{,}5\ \tau_у$. Правильность выбора времени установления $\tau_{у1}$ проверяется последующим сравнением этой величины с временем установления отдельного промежуточного каскада. Желательно (см. § 1.4), чтобы время установления первого каскада находилось в интервале

$$0{,}8\,\frac{\tau_*}{\sqrt{n}} \leqslant \tau_{у1} \leqslant 1{,}2\,\frac{\tau_*}{\sqrt{n}}, \qquad (4.3)$$

где n — число промежуточных каскадов.

В случае если τ_{y1} не удовлетворяет неравенству (4.3), следует задаться другим значением τ_{y1} и произвести перерасчет. Если в качестве первого каскада используется катодный или эмиттерный повторитель и K_1 близко к единице, то условие (4.3) теряет справедливость, т. е. допустимо, чтобы τ_{y1} было меньше

$$0{,}8\,\frac{\tau_*}{\sqrt{n}}.$$

Коснемся вопроса о расчете усилителя на минимальное время установления при данном коэффициенте усиления ($K=\text{const}$) и на наибольший коэффициент усиления при данном времени установления ($\tau_y=\text{const}$).

Как известно, при $K=\text{const}$ уменьшить время установления усилителя можно путем увеличения числа его каскадов с одновременным снижением коэффициента усиления, приходящегося на один каскад. Однако снизить усиление отдельного лампового каскада допустимо лишь до величины $\sqrt{e}=1{,}65$, при которой время установления усилителя будет минимальным. Если $\tau_y=\text{const}$, то наибольшее общее усиление будет в том случае, когда коэффициент усиления каскада также будет равен $\sqrt{e}$. И в том и в другом случае связь оптимального числа каскадов $n_{\text{опт}}$ с общим коэффициентом усиления дается соотношением

$$n_{\text{опт}} = 2\ln K, \qquad (4.4)$$

которое справедливо, если усилитель содержит одинаковые каскады.

Следует отметить, что реализовать усилитель с минимальным временем установления по обычной схеме [39], практически целесообразно лишь в случае, когда требуемый коэффициент усиления относительно мал. При

большом коэффициенте усиления число каскадов усилителя оказывается значительным. Например, при $K=1000$ оптимальное число каскадов равно 14.

Величина оптимального усиления отдельного каскада, равная $\sqrt{e}$, получена на основании выражения (1.5) [1, 3, 6]. Формула (1.5), как это уже указывалось в § 1.3, применительно к транзисторному усилителю является приближенной, поэтому для транзисторного усилителя величина $\sqrt{e}$ указывает лишь порядок оптимального коэффициента усиления, которым должен характеризоваться отдельный каскад.

§ 4.2. РАСЧЕТ КАСКАДОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ НА ЛАМПАХ

После определения по формуле (4.1) или (4.2) τ_* и K_*— основных параметров, характеризующих совокупность предварительных каскадов усиления, следующими этапами расчета являются:

— выбор лампы;

— предварительное определение числа каскадов и предварительный выбор схем их коррекции;

— уточнение числа каскадов и окончательный выбор схем их коррекции;

— расчет отдельных каскадов.

Вопросы расчета отдельных каскадов с разными схемами коррекции подробно рассматриваются в гл. 5.

Выбирая лампу для предварительных каскадов, следует иметь в виду, что наилучшие результаты могут быть получены с лампами, которые характеризуются наибольшим отношением

$$\frac{S}{C_{\text{вх. л}}+C_{\text{вых. л}}+C_{\text{м}}},$$

где $C_{вх.л}$ — входная емкость лампы;

$C_{вых.л}$ — выходная емкость лампы;

$C_м$ — емкость монтажа.

Используя значения параметров τ_* и K_*, число предварительных каскадов удобно определить, воспользовавшись специально построенными графиками рис. 4.1.

При выполнении первоначального (эскизного) расчета и предварительном определении числа каскадов можно ориентироваться на использование параллельной (простой) схемы коррекции и предполагать каскады одинаковыми. Это, однако, не исключает в дальнейшем, при уточнении расчета, применения в одном или в большем числе каскадов коррекции иного вида, например сложной коррекции или даже отказа от коррекции в части каскадов.

Итак, исходя из допускаемого выброса, следует выбрать коэффициент коррекции $k \left(k = \frac{L}{C_а R_а^2} \right)$ и по величине k определить $У$ из графика рис. 4.2. Если нельзя допустить выброса в переходной характеристике усилителя, то усилитель следует выполнить либо некорректированным ($k=0$), либо принять коэффициент коррекции равным 0,25. Эта величина коэффициента коррекции соответствует границе между апериодическим и колебательным характером установления напряжения в контуре, образованном L, $C_а$ и $R_а$. В случае если выброс всего усилителя не должен превышать 1,2%, коэффициент коррекции выбирается равным 0,36. Применительно к схеме параллельной коррекции выброс $\delta \approx 1{,}2\%$ является критическим (под критическим понимается выброс, который сохраняет свою величину при удвоении числа каскадов). Заметим, что разные схемы коррекции характеризуются и разным критическим выбросом. Так, например, для схемы сложной коррекции критиче-

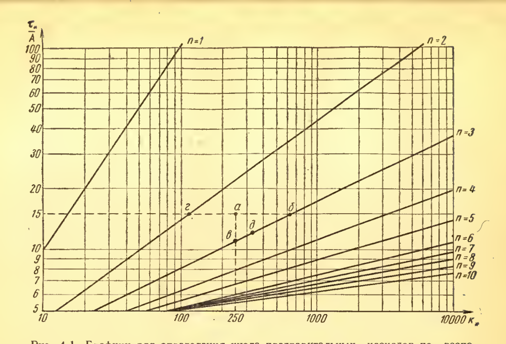


Рис. 4.1. Графики для определеиия числа предварительиых каскадов по расположеиию точки с координатами $\frac{\tau_*}{A}$ и K_*

ский выброс в зависимости от соотношения параметров схемы коррекции составляет величину до 4,3%.

С увеличением числа каскадов выброс в переходной характеристике усилителя уменьшается, если коэффициент коррекции k выбран меньше критического (т. е. такого,

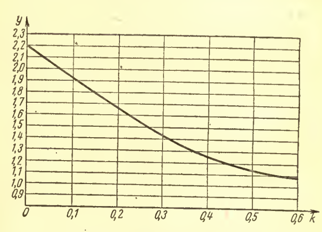


Рис. 4.2. Зависимость обобщенного времени установления $У$ от коэффициента коррекции k

который соответствует критическому выбросу), и возрастает, если коэффициент коррекции k превышает критическое значение.

Если усилитель по техническим условиям допускает выброс, больший, чем 1,2%, то в этом случае следует задаться коэффициентом коррекции, равным $\sim 0,4 \div 0,5$, и по графику рис. 4.2 найти соответствующее значение $У$. Да-

лее следует определить величину отношения $\frac{\tau_*}{A}$, где

$$A = \frac{yC_a}{S}, \quad (4.5)$$

и по графику рис. 4.1 найти положение точки с координатами $\frac{\tau_*}{A}$ и K_*. Каждой прямой линии на рис. 4.1 соответствует определенное число каскадов n. Пусть $\frac{\tau_*}{A} = 15$ и $K_* = 250$. Как видно из графика рис. 4.1, точка пересечения *а* находится между прямыми, верхняя из которых соответствует двум, а нижняя — трем каскадам. Нахождение точки *а* в этом секторе означает, что двух каскадов недостаточно для получения нужных величин τ_* и K_* и что следует взять три каскада. Однако точка *а* лежит не на прямой, соответствующей трем каскадам, а выше нее, следовательно, при трех каскадах, может быть получен при том же τ_* коэффициент усиления, больший, чем K_* (абсцисса точки *б*), или, при том же K_*, меньшее τ_* (определяемое по ординате точки *в*). Очевидно также, что выбрав в качестве «определяющей» точку *д*, лежащую на прямой для $n=3$ между точками *б* и *в*, можно перевыполнить технические требования в отношении и τ_* и K_*.

Отношение абсцисс точек *б* и *а* показывает, возможно ли в одном из каскадов отказаться от применения коррекции ввиду избытка усиления. Если это отношение больше отношения $\frac{2,2}{y}$, то один из каскадов может быть выполнен без коррекции. С другой стороны, по отношению абсцисс точек *а* и *г* можно судить о возможности применить в одном из каскадов сложную схему коррекции, уменьшив при этом число каскадов. Если последнее отношение составляет величину порядка 1,5, то следует оценить указанную возможность (и целесообразность) сокращения числа кас-

кадов на один, применив для этого в одном из оставшихся каскадов сложную коррекцию. Очевидно, что при этом следует учитывать производственные и эксплуатационные трудности, связанные с введением более сложного вида коррекции.

Рис. 4.3. Зависимость выброса δ от коэффициеита коррекции k при разиом числе каскадов n

На графике рис. 4.3 приведена зависимость выброса от коэффициента коррекции k для разного числа каскадов при использовании параллельной схемы коррекции и в предположении, что все каскады идентичны. Как видно из графика, кривые $\delta=\varphi(k)$ пересекаются в точке, которая соответствует критическому выбросу.

Определив число каскадов, следует, обратившись к графику рис. 4.3, проверить результирующую величину выброса. Необходимо иметь в виду, что при наличии в усилителе некорректированных каскадов наряду с каскадами, имеющими параллельную или другую схему коррекции, результирующий выброс будет меньше выброса, указываемого графиком рис. 4.3.

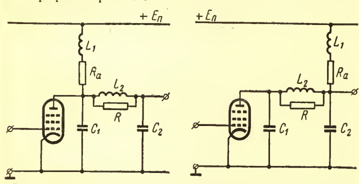


Рис. 4.4. Основная схема сложной коррекции с тремя независимыми параметрами

Рис. 4.5. Зеркальная схема сложной коррекции с тремя независимыми параметрами

Определение выброса в случае усилителя, содержащего каскады с разными видами коррекции, представляется сложным и до настоящего времени невыясненным.

На рис. 4.4 изображена схема сложной коррекции (основная), а на рис. 4.5 — схема, зеркальная по отношению к ней.

По сравнению с параллельной (простой) схемой коррекции, имеющей один независимый параметр, сложная схема коррекции имеет большее число независимых параметров. Исследования показывают, что, придерживаясь

определенных правил, можно для каждого данного соотношения частичных емкостей схемы C_1 и C_2 и допустимом выбросе найти такие значения независимых параметров, при которых время установления будет минимальным.

Применение сложных схем коррекции ограничено трудностью их регулировки, а также их чувствительностью к изменениям данных схемы, которые могут возникнуть в процессе эксплуатации при смене ламп и по другим причинам. Поэтому сложные схемы коррекции применяются не так часто и обычно в тех случаях, когда использование сложной схемы позволяет ограничиться всего одним каскадом усиления. Многокаскадные усилители со сложной схемой коррекции находят применение в основном в телевизионной технике, где обеспечиваются условия их надлежащей эксплуатации.

Как правило, применение сложной схемы коррекции выгодно в случаях, когда необходимо получить достаточно малое время установления усилителя (менее 0,1 *мксек*) при общем значительном усилении.

При расчете многокаскадного усилителя параметры отдельного каскада иногда представляется удобным выбрать так, чтобы при увеличении числа каскадов выброс оставался неизменным, т. е. чтобы каскад характеризовался критическим выбросом. В работе Г. В. Брауде, К. В. Епанешникова и Б. Я. Климушева [15] установлены параметры схемы сложной коррекции для ряда соотношений частичных емкостей, при которых обеспечивается критический выброс (табл. 4.1).

В таблице приняты следующие обозначения (с учетом указанных на схемах рис. 4.4 и рис. 4.5):

$$x = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \text{ (для основной схемы),}$$

Таблица 4.1

x	k_1	k_2	m	δ, %	$У$	$S_р$
0,344	0,122	0,511	0,000	4,3	0,93	1,296
0,350	0,122	0,514	0,020	4,1	0,95	1,300
0,400	0,126	0,536	0,152	3,8	1,04	1,337
0,437	0,130	0,554	0,239	3,4	1,07	1,351
0,450	0,132	0,560	0,268	3,3	1,08	1,352
0,500	0,140	0,582	0,362	2,8	1,09	1,360
0,550	0,146	0,610	0,430	2,3	1,10	1,365
0,600	0,148	0,652	0,473	1,9	1,12	1,370
0,650	0,146	0,720	0,500	1,6	1,15	1,373
0,700	0,142	0,836	0,520	1,3	1,18	1,378
0,750	0,132	1,028	0,534	1,1	1,21	1,380

$$x = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \text{ (для зеркальной схемы)},$$

$$k_1 = \frac{L_1}{C_а R_а^2}, \quad k_2 = \frac{L_2}{C_а R_а^2}, \quad m = \frac{R_а}{R},$$

$У$ — обобщенное время установления $\left(У = \frac{\tau_у}{C_а R_а} \right)$,

$S_р$ — модуль растяжения.

Приведенные в табл. 4.1 данные справедливы как для основной, так и для зеркальной схем. Различие состоит лишь в определении величины x (см. выше). Общая паразитная емкость схемы $C_а$ равна сумме частичных емкостей $C_1 + C_2$, причем $C_1 = C_{вых.л} + C_{м1}$, а $C_2 = C_{вх.л} + C_{м2}$, где $C_{м1}$ и $C_{м2}$ — соответственно емкости монтажа слева и справа от катушки индуктивности L_2.

Модуль растяжения $S_р$ показывает, как увеличивается время нарастания фронта импульса при удвоении числа каскадов. Использование модуля $S_р$ при расчете времени установления многокаскадного усилителя со сложной схемой коррекции при критическом выбросе дает более точный результат, чем расчет времени установления по формуле квадратичного суммирования. В табл. 4.2 указаны формулы для времени установления усилителя в зависимости от числа каскадов.

Таблица 4.2

n	1	2	4	8
$\tau_у$	$\mathcal{Y}C_аR_а$	$S_р\mathcal{Y}C_аR_а$	$S_р^2\mathcal{Y}C_аR_а$	$S_р^3\mathcal{Y}C_аR_а$

§ 4.3. РАСЧЕТ КАСКАДОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ

При расчете многокаскадного усилителя в силу присущей транзисторам внутренней обратной связи следовало бы в принципе учитывать влияние данных нагрузки и источника сигнала на параметры усилителя, которое проявляется в направлениях от выходного каскада к первому и от первого каскада к выходному. Однако указанный расчет представляется сложным. Удобная для инженерной практики методика расчета многокаскадных усилителей с учетом взаимовлияния каскадов к настоящему времени еще не разработана в достаточной степени. Вместе с тем ввиду значительного разброса параметров транзисторов полный учет взаимодействия каскадов практически не повысил бы заметно точности расчета усилителя.

Далее приводится приближенный метод расчета предварительных каскадов усиления. Порядок расчета в основном совпадает с указанным в § 4.2 для лампового усилителя.

Транзистор для предварительных каскадов усилителя, так же как и для выходного каскада, выбирается по граничной частоте усиления по току в схеме с общей базой f_α или по максимальной частоте генерации транзистора $f_г$. При этом необходимо выполнить условие

$$f_\alpha \geqslant \frac{3}{\tau_у} \quad (4.6)$$

или равносильное ему (с учетом связи f_α и $f_г$)

$$f_г \geqslant \sqrt{\frac{3}{8\pi r_б C_к \tau_у}}\,. \quad (4.7)$$

Рабочая точка на поле выходных характеристик в соответствии с рекомендациями, приведенными в § 2.2, выбирается по максимальной крутизне коллекторного тока или по максимальному коэффициенту усиления по току в зависимости от того, что выбрано в качестве параметра семейства выходных характеристик — напряжение на базе или ток базы. Обычно, если отсутствуют особые обстоятельства, можно выбрать координаты рабочей точки, которые рекомендуются в справочнике. При этом не возникает необходимости в пересчете параметров транзистора.

Если рабочая точка выбрана с координатами, которые отличаются от указанных в справочнике, то в этом случае по формулам (1.21) и (1.22) производится пересчет низкочастотных и высокочастотных параметров к выбранному положению рабочей точки.

Ориентировочное число предварительных каскадов (они предполагаются одинаковыми) можно определить, восполь-

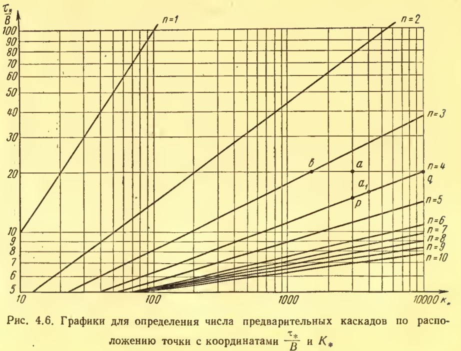


Рис. 4.6. Графики для определения числа предварительных каскадов по расположению точки с координатами $\frac{\tau_*}{B}$ и K_*

зовавшись графиками рис. 4.6. Эти графики повторяют графики рис. 4.1 с тем отличием, что по оси ординат отложено отношение $\frac{\tau_*}{B}$. На рис. 4.6 изображено семейство прямых, причем каждой прямой поставлено в соответствие определенное число каскадов.

Для отыскания числа каскадов следует предварительно по формуле (4.1) или (4.2) вычислить время установления τ_* и коэффициент усиления K_* предварительных каскадов и далее найти отношение $\frac{\tau_*}{B}$. При этом

$$B = \frac{0,35\,(1+\gamma_f)}{f_\alpha}, \tag{4.8}$$

где

$$\gamma_f = 2\pi f_\alpha r_б C_к + 2\sqrt{2\pi f_\alpha r_б C_к} - g_{11} r_б.$$

Так же легко определить значение B, если известна максимальная частота генерации транзистора $f_г$. В этом случае

$$B = \frac{0,35\,(1+\gamma_f)}{8\pi r_б C_к f_г^2}, \tag{4.9}$$

где $\gamma_f = (4\pi r_б C_к f_г)^2 + 8\pi r_б C_к f_г - g_{11} r_б$.

На графики рис. 4.6 наносится «определяющая» точка a с вычисленными координатами K_* и $\frac{\tau_*}{B}$. Если она занимает положение между прямыми, которым соответствуют числа каскадов k и $k+1$, то ориентировочно следует считать $k+1$ за число предварительных некорректированных каскадов. Так, например, если $\frac{\tau_*}{B} = 20$, а $K_*=3000$, то

число предварительных каскадов следует ориентировочно принять равным четырем, так как точка a (см. рис. 4.6) расположена между прямыми с $n=3$ и $n=4$.

Вопрос о выборе числа каскадов с учетом возможности ввести в них коррекцию подробно рассматривается в примере, приводимом в конце главы.

Приведенная методика определения числа каскадов является приближенной и справедлива, если коэффициент усиления отдельного каскада не очень высок (менее $30 \div 50$) или f_α не очень высока. При большом коэффициенте усиления начинает сказываться влияние динамической емкости (равной произведению коэффициента усиления на емкость коллекторного перехода), в связи с чем действительная ордината «определяющей» точки на графике рис. 4.6 оказывается меньше рассчитанного отношения $\frac{\tau_*}{B}$.

Ошибка в определении ординаты «определяющей» точки тем больше, чем ближе коэффициент усиления каскада к предельному значению $\left(\frac{g_{21}}{g_{11}}\right)$. Можно показать, что при увеличении коэффициента усиления ордината уменьшается относительно рассчитанного значения $\frac{\tau_*}{B}$ не более чем в Q_f раз, где

$$Q_f = \frac{1 + 2\pi f_\alpha \left(r_б + \frac{1}{g_{11}}\right) C_к}{1 + \gamma_f} = \frac{1 + (4\pi r_б C_к f_г)^2 \left(1 + \frac{1}{g_{11} r_б}\right)}{1 + \gamma_f}.$$

Чем выше максимальная частота генерации транзистора (или f_α), тем больше, как правило, Q_f. Например, для транзистора П12 ($f_\alpha = 7$ *Мгц*) $Q_f = 1{,}14$, для П403 ($f_г = 120$ *Мгц*) $Q_f = 1{,}6$, а для П411 ($f_г = 400$ *Мгц*) $Q_f = 2{,}1$.

Если требование к времени установления фронта импульса таково, что можно допустить большое время установления (порядка 1 *мксек* и более), то не возникает необходимости в использовании высокочастотных транзисторов, для которых Q_f велико (стоимость их выше). С другой стороны, если требуется усиливать достаточно короткие импульсы с малым допустимым искажением их фронта, то при этом коэффициент усиления отдельного каскада не будет высоким и, следовательно, Q_f будет близким к единице.

Таким образом, рекомендуемой методикой определения числа предварительных каскадов усилителя можно пользоваться при условии правильного подхода к выбору типа транзистора.

После определения числа каскадов производится расчет коэффициента усиления и времени установления отдельного каскада. При этом

$$\left.\begin{aligned} K_1 &= \sqrt[n]{K_*}, \\ \tau_{y1} &= \frac{\tau_*}{\sqrt{n}}. \end{aligned}\right\} \qquad (4.10)$$

Величины K_1 и τ_{y1} следует иметь в виду при расчете отдельного каскада. Выбор схемы каскада и его расчет производится в соответствии с рекомендациями, которые приведены в гл. 5.

По результатам расчета отдельного каскада выносится суждение о правильности ориентировочно выбранного числа каскадов. При этом важно установить, имеется ли возможность сократить число предварительных каскадов и не следует ли пересмотреть расчет выходного каскада в отношении используемой в этом каскаде схемы высоко-

частотной коррекции, если время установления оконечного каскада заметно отличается от времени установления предварительного каскада.

Пример 4.1. Определить (ориентировочно) число предварительных каскадов на транзисторах типа П403. Каскады предполагаются одинаковыми. Необходимый коэффициент усиления $K_*=3000$. Время установления $\tau_* = 0{,}16$ *мксек*. Режим работы транзисторов: $I_{к0} = 5$ *ма*, $E_{к0} = -5$ *в*.

Учитывая, что в задании указан типовой режим работы транзистора, отпадает необходимость в пересчете его параметров. Согласно таблице (см. приложение 2) транзистор П403 характеризуется следующими данными: $f_г=120$ *Мгц*, $r_б=40$ *ом*, $C_к = 5$ *пф*, $g_{11} = 0{,}0015$ *сим*.

Определяем γ_f и далее B*:

$$\gamma_f = (4\pi r_б C_к f_г)^2 + 8\pi r_б C_к f_г - g_{11} r_б =$$
$$= (4\pi \cdot 40 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 120 \cdot 10^6)^2 + 8\pi \cdot 40 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 120 \cdot 10^6 -$$
$$- 0{,}0015 \cdot 40 = 0{,}635.$$

$$B = \frac{0{,}35(1+\gamma_f)}{8\pi r_б C_к f_г^2} = \frac{0{,}35(1+0{,}635)\cdot 10^6}{8\pi \cdot 40 \cdot 5 \cdot 10^{-12}(120 \cdot 10^6)^2} = 0{,}0079 \text{ мксек}.$$

Находим отношение $\frac{\tau_*}{B}$

$$\frac{\tau_*}{B} = \frac{0{,}16}{0{,}0079} \approx 20.$$

На графике рис. 4.6 координатам $K_*=3000$ и $\frac{\tau_*}{B} = 20$, как уже указывалось, отвечает точка *a*. Она находится между линиями, которые соответствуют числу каскадов

* Коэффициент B имеет размерность времени.

$n=3$ и $n=4$. Следовательно, если предварительные каскады усиления выполнить без коррекции, то число предварительных каскадов должно быть равно четырем.

Учитывая, что точка a лежит выше линии $n=4$, представляется возможность перевыполнить требования технических условий в отношении коэффициента усиления K_* (получить $K_*>3000$) или времени установления (получить $\tau_*<0{,}16$ *мксек*) или в отношении и того и другого.

Очевидно, что число каскадов может быть только целым. Поэтому реально «определяющая» точка должна в рассматриваемом случае занять положение на линии $n=4$. Для «определяющей» точки можно выбрать, например, положение a_1 (см. рис. 4.6). Указанному положению соответствуют координаты $K_*=4000$ и $\frac{\tau_*}{B}=16$, т. е. в этом случае коэффициент усиления оказывается больше требуемого, а время установления меньше требуемого. Если совместить «определяющую» точку с точкой p, то при этом время установления будет минимальным $\left(\frac{\tau_*}{B}=14{,}5\right)$, а коэффициент усиления предварительных каскадов сохранит необходимую величину ($K_*=3000$). С другой стороны, если «определяющую» точку совместить с точкой q, то коэффициент усиления будет максимальным ($K_*=10\,000$), а время установления сохранит требуемое значение $\left(\frac{\tau_*}{B}=20\right)$. «Определяющая» точка не может занять положение на линии $n=4$ левее точки p и правее точки q (на продолжении линии $n=4$), так как в этом случае нарушается одно из требований технических условий либо в отношении K_*, либо в отношении τ_*. Таким образом, для «определяющей» точки можно в принципе выбрать любое положение на участке pq линии $n=4$.

Сказанное выше относилось к случаю, когда предварительные каскады усилителя предполагались некорректированными. Если ввести коррекцию в один или в большее число каскадов, то при определенных условиях представляется возможность уменьшить число предварительных каскадов. Для суждения о такой возможности следует оценить степень близости точки a к линии $n=3$ (для рассматриваемого здесь примера). Если отношение абсцисс точек a и $в$ порядка 1,5 или меньше 1,5, то в этом случае введение коррекции в один из каскадов позволит уменьшить число каскадов на один. Если указанное отношение абсцисс имеет порядок 2,5, то здесь, применяя коррекцию в двух или в трех каскадах, также имеется возможность сократить число предварительных каскадов на один.

В рассматриваемом примере отношение абсцисс точек a и $в$ приблизительно равно двум. Поэтому ориентировочно следует взять три предварительных каскада ($n=3$) и в двух из них применить высокочастотную коррекцию. При этом время установления одного каскада (время установления некорректированного и корректированного каскадов желательно выбрать одинаковым) равно

$$\tau_{у1} = \frac{\tau_*}{\sqrt{n}} = \frac{0,16}{\sqrt{3}} \approx 0,093 \text{ мксек.}$$

Некорректированный и корректированный каскады будут иметь разные коэффициенты усиления. С учетом отношения абсцисс точек a и $в$ (≈ 2) коэффициент усиления некорректированного каскада можно определить по формуле

$$K_{1\,\text{некор}} = \sqrt[n]{\frac{K_*}{2}} = \sqrt[3]{\frac{3000}{2}} \approx 11,5.$$

Общий коэффициент усиления двух корректированных каскадов составит

$$K_{\text{кор}} = \frac{K_*}{K_{1\,\text{некор}}} = \frac{3000}{11,5} \approx 260.$$

Следовательно, отдельный каскад с коррекцией должен быть рассчитан на коэффициент усиления

$$K_{1\,\text{кор}} = \sqrt{K_{\text{кор}}} = \sqrt{260} \approx 16.$$

Практически в целях однотипности предварительных каскадов может оказаться целесообразным ввести коррекцию во все предварительные каскады. В этом случае при том же значении $\tau_{\text{у}1}$ каждый из корректированных каскадов должен иметь коэффициент усиления

$$K_1 = \sqrt[3]{K_*} = \sqrt[3]{3000} \approx 14,5.$$

Литература

[1, 3, 6, 10, 15, 19, 22, 23].

ГЛАВА 5

РАСЧЕТ ОТДЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

§ 5.1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ ПО РАСЧЕТУ ОТДЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Расчет отдельных каскадов выполняется после определения примерного числа каскадов усилителя и выяснения основных данных (времени установления $\tau_у$ и коэффициента усиления K при допустимом выбросе), которым должен удовлетворять отдельный каскад. На основании предварительного выбора (см. гл. 4) предполагаются известными тип лампы (транзистора), а также параметры лампы (транзистора) в рабочей точке.

При расчете лампового каскада необходимо иметь сведения о следующих параметрах лампы в рабочей точке: крутизне характеристики S, внутреннем сопротивлении R_i, внутреннем сопротивлении по экранирующей сетке $R_{iэ}$ (значения $R_{iэ}$ для ряда ламп указаны в п. 5.2.2). Должны быть также известны выходная $C_{вых.л}$, входная $C_{вх.л}$ и проходная $C_{ас}$ емкости лампы.

При расчете транзисторного каскада следует располагать сведениями о низкочастотных g_{11}, g_{21}, g_{22} и высокочастотных τ, $r_б$ и $C_к$ параметрах транзистора в рабочей точке. Эти данные для некоторых типов транзисторов приведены в приложении 2. В связи с малым влиянием, которое оказывает на результаты расчета учет параметра g_{12}, последний в приводимые далее расчетные формулы не входит.

При расчете входной цепи необходимо знать величину внутреннего сопротивления источника сигнала, а при расчете оконечного каскада — иметь сведения о данных нагрузки. Указанные характеристики источника сигнала и нагрузки должны быть взяты из технического задания на проектируемый усилитель.

Если результат расчета каскада покажет, что предъявленные к нему требования существенно перевыполняются, например при требуемом коэффициенте усиления K и допустимом выбросе δ время установления оказалось более чем в полтора раза меньше необходимого, то это указывает на возможность в ряде случаев упростить схему каскада, отказавшись от применения коррекции, или выполнить усилитель с меньшим числом каскадов. Такую возможность, если она возникла, следует рассмотреть, поскольку при ее реализации достигается более экономичное решение задачи.

Настоящая глава содержит указания по методике расчета отдельных каскадов на лампах и транзисторах, в том числе каскадов с плавными и ступенчатыми регуляторами усиления, а также ряда схем входных цепей усилителя. К каждой схеме приводятся формулы для расчета коэффициента усиления, времени установления, выброса, спада вершины импульса и другие, с помощью которых определяются параметры схемы, а также значения входящих в схему активных и реактивных сопротивлений. К некоторым схемам дополнительно даются графики, облегчающие определение той или иной величины. Для удобства изложения (при сравнении схем, а также при ссылках с целью избежать повторений) каждой схеме присвоен номер.

Каскад усилителя импульсных сигналов содержит цепи, которые в большинстве случаев резко различаются по величине их постоянной времени. Цепи с малой постоянной времени, значение которой примерно в несколько раз мень-

ше длительности импульса, оказывают влияние на характер быстро протекающего процесса формирования переднего и заднего фронтов усиливаемых импульсов. Цепи с большой постоянной времени, значение которой много больше длительности импульса, оказывают влияние на медленно протекающий процесс формирования вершины импульса. Такими цепями с большой постоянной времени являются

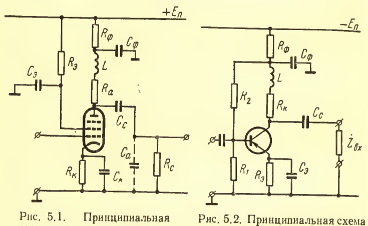


Рис. 5.1. Принципиальная схема лампового каскада с параллельной коррекцией

Рис. 5.2. Принципиальная схема транзисторного каскада с параллельной коррекцией

вспомогательные цепи усилителя, обеспечивающие его режим по постоянному току и фильтрацию. Соотношение большой и малой постоянных времени, как правило, составляет сотни и тысячи.

Обратимся к примеру. На рис. 5.1 изображена схема каскада с параллельной (простой) коррекцией, выполненная на лампе, а на рис. 5.2 — аналогичная схема, выпол-

ненная на транзисторе. Предположим, что нагрузкой являются такие же каскады.

Рассмотрим вначале ламповой каскад. Здесь цепью с малой постоянной времени является цепь, содержащая резистор $R_а$, паразитную межкаскадную емкость $C_а$, а также корректирующую катушку индуктивности L. Цепями с большой постоянной времени являются цепи $C_с$ $R_с$, $C_э$ $R_э$ и $C_ф R_ф$. Цепь $C_к R_к$ может характеризоваться либо малой, либо большой постоянной времени. В первом случае цепь $C_к R_к$ используется для коррекции воспроизведения фронта импульса (за счет действия отрицательной комплексной обратной связи по току). Во втором случае при большой постоянной времени ячейка $C_к R_к$, практически не влияя на воспроизведение фронта импульса, вызывает спад его вершины.

Соответствующие цепи транзисторного каскада оказывают аналогичное действие (рис. 5.2). Ячейка $C_э R_э$ в цепи эмиттера также может быть выбрана с малой или большой постоянной времени. При малой постоянной времени имеет место так называемая эмиттерная коррекция воспроизведения фронта импульса, которая обычно используется как самостоятельная, не в сочетании с коррекцией индуктивностью.

Тот факт, что разные цепи оказывают преобладающее влияние на определенные параметры импульса, позволяет отдельно рассматривать и рассчитывать усилительный каскад, исходя из его эквивалентных схем соответственно для высоких и низких частот, т. е. в зависимости от рассчитываемого круга величин допустимо исключать из рассмотрения цепи либо с малыми, либо с большими постоянными времени.

На рис. 5.3 и 5.4 представлены схемы описанного выше лампового каскада, причем в первой схеме оставлена только

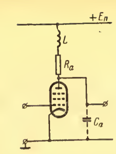


Рис. 5.3. Принципиальная схема лампового каскада с параллельной коррекцией, в которой сохранена цепь только с малой постоянной времени

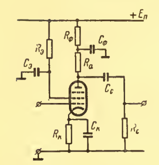


Рис. 5.4. Принципиальная схема лампового каскада, в которой сохранены цепи, имеющие только большую постоянную времени

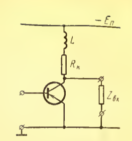


Рис. 5.5. Принципиальная схема транзисторного каскада с параллельной коррекцией, в которой сохранена цепь только с малой постоянной времени

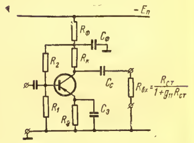


Рис. 5.6. Принципиальная схема транзисторного каскада, в которой сохранены цепи, имеющие только большую постоянную времени

цепь с малой постоянной времени, а во второй оставлены только цепи с большими постоянными времени. На рис. 5.5 и 5.6 изображены аналогичные схемы транзисторного каскада. В приведенных схемах рис. 5.3—5.6 предполагается, что ячейки соответственно в цепях катода и эмиттера имеют большие постоянные времени.

В п. 5.2.1 и 5.3.1 приводятся принципиальные схемы каскадов на лампах и транзисторах, в которых сохранены лишь цепи, имеющие малую постоянную времени, а цепи с большой постоянной времени опущены, так как их исключение практически не отражается на результатах расчета коэффициента усиления, времени установления фронта импульса и выброса.

В п. 5.2.2 и 5.3.2, наоборот, приводятся принципиальные схемы каскадов, в которых оставлены лишь цепи, имеющие большую постоянную времени, а цепи с малой постоянной времени опущены, так как их исключение практически не отражается на формировании плоской вершины импульса.

В п. 5.2.1 и 5.3.1 приводятся формулы и графики, связанные с расчетом коэффициента усиления и характера воспроизведения фронта импульса, а в п. 5.2.2 и 5.3.2 — формулы, связанные с расчетом вспомогательных цепей усилителя, постоянные времени которых определяют характер воспроизведения плоской вершины импульса.

Формулы и графики, приводимые к схемам п. 5.2.1 и 5.3.1, сохраняют справедливость, если указанные схемы дополнить цепями с большой постоянной времени (вспомогательными цепями). Остаются справедливыми также формулы для спада (подъема) плоской вершины импульса, которые приводятся к схемам п. 5.2.2 и 5.3.2, если в эти схемы включить элементы высокочастотной коррекции.

Указанное разделение предпринято с целью уменьшить число описываемых схем и избежать дублирования формул, поскольку возможны сочетания разных схем высокочастотной коррекции с разными видами вспомогательных цепей.

Представляется полезным кратко напомнить процесс прохождения импульса через отдельный каскад и действие схемы коррекции на примере лампового каскада (рис. 5.1).

Проследим вначале влияние схемы коррекции на воспроизведение фронта импульса.

При подведении импульса напряжения к сетке лампы в ее анодной цепи возникает импульс тока. Для определенности примем, что на сетке действует импульс положительной полярности. В первые моменты времени ток заряда емкости $C_а$ определяется полным изменением тока, протекающего через лампу. Это связано с тем, что в первые моменты времени изменение тока имеет только один путь — через емкость $C_а$, так как параллельная цепь $LR_а$ отключена ввиду наличия индуктивности L, препятствующей быстрому нарастанию тока в этой цепи. Далее по мере увеличения тока, протекающего через цепь $LR_а$, скорость заряда емкости $C_а$ падает и рост напряжения на $C_а$ замедляется. Очевидно, что при отсутствии индуктивности L емкость $C_а$ с самого начала заряжалась бы только частью полного изменения тока. Таким образом, введение в схему корректирующей катушки индуктивности способствует заряду емкости $C_а$ бо̀льшим током в течение более длительного времени, что позволяет уменьшить время нарастания фронта импульса. В зависимости от соотношения величин L, $R_а$ и $C_а$ переходный процесс в схеме может протекать монотонно или иметь колебательный характер. В последнем случае импульс имеет выброс. При колебательном харак-

тере процесса и увеличении индуктивности L (при неизменных величинах $R_а$ и $C_а$) выброс возрастает.

Как уже отмечалось, на формирование вершины импульса оказывают влияние цепи, имеющие большую постоянную времени. Вспомогательные цепи C_cR_c, $C_кR_к$ и $C_эR_э$ обусловливают спад вершины импульса. Цепь $C_фR_ф$ выполняет корректирующую функцию, вызывая подъем вершины импульса. Спад вершины импульса за счет цепей катода и экранирующей сетки связан с действием отрицательной обратной связи. Действительно, рассмотрим, например, влияние цепи катода. Допустим, как и раньше, что к сетке лампы подводится прямоугольный импульс положительной полярности. При этом анодный ток, протекающий через лампу, изменится скачком. Напряжение на резисторе $R_а$ в анодной цепи лампы также изменится скачком (временем нарастания фронта импульса пренебрегаем) на величину, равную произведению скачка тока на сопротивление резистора $R_а$. Несмотря на изменившееся значение анодного тока, напряжение на обкладках конденсатора $C_к$ в начальный момент сохранит свою величину, поскольку оно не может измениться мгновенно. С зарядом конденсатора $C_к$ напряжение между сеткой и катодом лампы будет постепенно увеличиваться, сдвигая влево рабочую точку лампы. При этом ток, протекающий через лампу, соответственно уменьшается, а следовательно, уменьшается и напряжение на резисторе $R_а$. Таким образом, возникает спад вершины импульса.

Аналогичные рассуждения можно провести, рассматривая влияние цепи $C_эR_э$ на формирование вершины импульса. Здесь спад вершины импульса связан со скачком экранного тока лампы и постепенным, ввиду наличия конденсатора $C_э$, уменьшением напряжения на экранной сетке.

В отличие от остальных цепей с большой постоянной времени цепь ячейки анодного фильтра вызывает подъем вершины импульса. В начальный момент, при увеличении скачком тока через лампу, ввиду наличия конденсатора $C_ф$, на резисторе $R_ф$ сохранится то же напряжение, которое было на нем до скачка. Далее, к напряжению на резисторе $R_а$ по мере заряда конденсатора $C_ф$ начнет добавляться постепенно возрастающее напряжение. Следовательно, импульс напряжения на нагрузке, представляющей последовательное соединение $R_а$ и ячейки анодного фильтра $C_ф R_ф$, будет характеризоваться подъемом вершины. Отметим, что корректирующая ячейка может быть также включена последовательно с резистором $R_с$. Существуют и другие возможности получить подъем вершины импульса для коррекции спада. В частности, при использовании схемы с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению эффект подъема вершины импульса достигается последовательным включением конденсатора в цепь обратной связи.

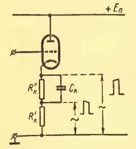


Рис. 5.7. Характер искажения вершины импульса в катодном повторителе при наличии ячейки $C_к R_к''$ в цепи катода

В катодном повторителе при наличии в цепи катода ячейки $C_к R_к''$ (рис. 5.7) возможен как спад, так и подъем вершины импульса в зависимости от того, с каких точек нагрузки в катоде снимается выходное напряжение.

При электрическом расчете ламповых каскадов следует иметь в виду, что паразитная межкаскадная емкость $C_а$, действующая параллельно резистору $R_а$, определяется выражением

$$C_а = C_{вых.\ л} + C_{вх.\ л} + C_м. \quad (5.1)$$

Для ламп в металлической или стеклянной оболочке следует задаваться емкостью монтажа порядка 8—10 *пф*; для миниатюрных (пальчиковых) ламп — порядка 6 *пф*. Эти значения емкости имеют место при достаточно тщательно выполненном монтаже. Укажем также, что параллельно резистору $R_к$ в катоде лампы, кроме сосредоточенной емкости (если такая предусматривается), действуют емкость монтажа и емкость между катодом и подогревателем. Последняя имеет величину порядка 8—10 *пф*.

В транзисторных усилителях в отличие от ламповых монтажная емкость значительно меньше. В связи с малым входным сопротивлением транзистора ее влияние на параметры схемы сравнительно невелико. Учитывая это, а также приближенный характер расчета, монтажная емкость при выводе приведенных далее расчетных формул во внимание не принималась.

§ 5.2 ЛАМПОВЫЕ КАСКАДЫ

5.2.1. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ КАСКАДОВ

Схема 1 (рис. 5.8)

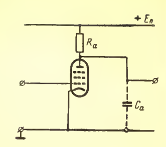
Реостатный каскад

Реостатный каскад широко применяется в связи с простотой схемы и возможностью компактного выполнения усилителя из реостатных каскадов. В переходной характеристике каскада отсутствует выброс. Это касается также и усилителя, если он собран из реостатных некорректированных каскадов.

Коэффициент усиления $K_0 = SR_а$.

Время установления $\tau_у = 2{,}2\ C_а R_а$.

Рис. 5.8. Принципиальная схема реостатного каскада (вспомогательные цепи не показаны)



Входная емкость $C_{вх}=C_{вх.\ л}+C_м$.

Добротность схемы $D=\frac{S}{2,2C_a}$.

Переходная характеристика $h(t')=1-e^{-t'}$ (см. рис. 5.9).

Обобщенное время $t'=\frac{t}{C_aR_a}$.

Приведенные формулы справедливы при условии, что включаемые в цепи катода, экранирующей сетки и анода ячейки $C_кR_к$, $C_эR_э$ и $C_фR_ф$ имеют постоянные времени, значительно бо̀льшие постоянной времени C_aR_a. Это замечание относится также к схемам, приводимым далее в настоящем разделе. Исключение может составить ячейка $C_кR_к$, если емкость конденсатора $C_к$ специально выбирается малой или конденсатор отсутствует.

Включение в состав усилителя некорректированного каскада, имеющего монотонную переходную характеристику, способствует уменьшению выброса в переходной характеристике усилителя, если другие каскады, имеющие коррекцию, дают выброс. Такое же влияние на выброс

в переходной характеристике оказывают каскады, выполненные по другой схеме (см. ниже), если они характеризуются монотонной переходной характеристикой.

Недостатком схемы является сравнительно малая добротность (отношение коэффициента усиления к времени нарастания фронта импульса), что делает невыгодным применение этой схемы для усиления достаточно коротких импульсов при времени установления в пересчете на один каскад порядка $\frac{3,6\,C_a}{S}$ и значительном общем коэффициенте усиления усилителя.

Рис. 5.9. Переходная характеристика $h(t') = 1 - e^{-t'}$

Схема 2* (рис. 5.10)

Реостатный каскад с активной отрицательной обратной связью по току

Преимуществом схемы (рис. 5.10) являются малая входная емкость и большое входное сопротивление, а также отсутствие сосредоточенной емкости (конденсатора) в цепи катода. Последнее обстоятельство представляется важным в тех случаях, когда необходимо по возможности компактнее выполнить конструкцию каскада. Отметим еще, что при малой емкости в цепи катода эта цепь не вызывает спада вершины импульса.

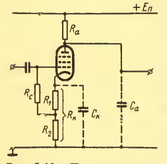


Рис. 5.10. Принципиальная схема реостатного каскада с активной отрицательной обратной связью по току (вспомогательные цепи не показаны)

Недостатком схемы (по сравнению со схемой 1) являются меньшее усиление (при одинаковом сопротивлении резистора $R_а$ в цепи анода) и меньшая добротность.

Область применения — входной каскад усилителя, а также предварительные каскады усиления не очень коротких импульсов (см. описание схемы 1) при условии малой потери в коэффициенте усиления ($SR_к < 1$).

Коэффициент усиления $K_0 = \frac{SR_а}{1 + SR_к}$.

* См. описание схемы 1.

Время установления $\tau_у = 2,2\ C_а R_а$.

Входная емкость $C_{вх} = C_м + \frac{C_{вх.л}}{1 + SR_к}$.

Входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{R_с}{1 - \frac{SR_2}{1 + SR_к}}.$$

Добротность схемы

$$D = \frac{S}{2,2C_а(1 + SR_к)}.$$

Переходная характеристика $h(t') = 1 - e^{-t'}$ (см. рис. 5.9).

Обобщенное время $t' = \frac{t}{C_а R_а}$.

Приведенные формулы справедливы при $C_к R_к < 0,5\ C_а R_а$ и с тем большей точностью, чем сильнее выражено неравенство. Здесь $C_к$ — паразитная емкость, равная сумме емкостей $C_м + C_{кп}$, где $C_{кп}$ — емкость между катодом и подогревателем (имеет порядок $8 \div 10$ *пф*). Кроме того, предполагается, что конденсатор блокировки цепи экранирующей сетки $C_э$ (в схеме не показан) вторым концом соединен с катодом. Данное замечание относится также ко всем последующим схемам, в которых постоянная времени цепи катода соизмерима с постоянной времени цепи анода, т. е. имеются в виду случаи, когда параллельно резистору $R_к$ не присоединяется сосредоточенная емкость или присоединяется емкость малой величины. Соединение второго конца конденсатора $C_э$ с шасси приблизило бы работу лампы к триодному режиму, поскольку в этом

случае между экранирующей сеткой и катодом действует переменное напряжение на резисторе $R_к$. Очевидно, что при указанном соединении входная емкость схемы возрастает на величину, равную $C_{ас}(1+K_0)$. Если учесть, что у триода междуэлектродная емкость анод — сетка $C_{ас}$ значительно больше, чем у пентода (на один-два порядка), то увеличение входной емкости схемы окажется заметным.

Схема 3* (рис. 5.11)

Реостатный каскад с комплексной отрицательной обратной связью по току

Рассматриваются два случая.

1. Постоянная времени в цепи катода равна постоянной времени в цепи анода, т. е. $C_к R_к = C_а R_а$ или

$$q = \frac{C_к R_к}{C_а R_а} = 1.$$

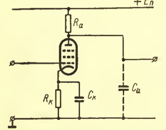


Рис. 5.11. Принципиальная схема реостатного каскада с комплексной отрицательной обратной связью по току (вспомогательные цепи не показаны)

Коэффициент усиления

$$K_0 = \frac{SR_а}{1 + SR_к}.$$

Время установления

$$\tau_у = 2{,}2\frac{C_а R_а}{1 + SR_к}.$$

Добротность схемы

$$D = \frac{S}{2{,}2\,C_а}.$$

Входная емкость

$$C_{вх} = C_м + \frac{C_{вх.\,л}}{1 + SR_к}.$$

* См. описание схем 1 и 2.

Переходная характеристика $h(t')=1-e^{-t'}$ (см. рис. 5.9).

Обобщенное время $t' = \frac{1+SR_к}{C_а R_а} t$.

Если выбрать сопротивление резистора $R_а$ в $1+SR_к$ раз больше аналогичного сопротивления в схеме 1, а емкость $C_к$ определить из условия равенства постоянных времени в цепях катода и анода, то схемы 3 и 1 будут иметь одинаковые параметры K_0, $\tau_у$ и переходную характеристику $h(t)$.

2. Постоянная времени в цепи катода больше постоянной времени в цепи анода, т. е. $C_к R_к > C_а R_а$ или $q = \frac{C_к R_к}{C_а R_а} > 1$.

Коэффициент усиления и входная емкость определяются так же, как и в первом случае.

Емкость в цепи катода $C_к = qC_а \frac{R_а}{R_к}$.

Время установления $\tau_у = УC_а R_а$.

Добротность схемы $D = \frac{S}{УC_а(1+SR_к)}$.

Переходная характеристика и выброс при $q=1+SR_к$

$$h(t) = 1 - \left(1 - \frac{SR_к}{C_а R_а} t\right) e^{-\frac{t}{C_а R_а}},$$

$$\delta = SR_к e^{-\frac{1+SR_к}{SR_к}}.$$

Переходная характеристика и выброс при $q \gtrless 1+SR_{\text{к}}$

$$h(t) = 1 + \frac{(1-q)(1+SR_{\text{к}})}{q-1-SR_{\text{к}}} e^{-\frac{t}{C_{\text{а}} R_{\text{а}}}} + \frac{qSR_{\text{к}}}{q-1-SR_{\text{к}}} e^{-\frac{1+SR_{\text{к}}}{qC_{\text{а}} R_{\text{а}}} t},$$

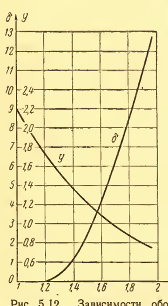


Рис. 5.12. Зависимости обобщенного времени установления $У$ и выброса δ от параметра q, равного $1 + SR_{\text{к}}$

$$\delta = \frac{SR_{\text{к}}^{\frac{q}{q-1-SR_{\text{к}}}}}{(q-1)^{\frac{1+SR_{\text{к}}}{q-1-SR_{\text{к}}}}}.$$

На рис. 5.12 приведены зависимости $У$ и δ от q для случая $q=1+SR_{\text{к}}$.

При $q \leqslant 1$ переходная характеристика монотонна. Заметим, что не следует выбирать q меньше единицы из-за увеличения времени установления. При $q<1$ оно будет лежать в пределах

$$\frac{2,2\,C_{\text{а}}R_{\text{а}}}{1+SR_{\text{к}}} < \tau_{\text{у}} < 2,2\,C_{\text{а}}R_{\text{а}}.$$

При $q>1$ в переходной характеристике появляется выброс. При этом добротность каскада увеличивается сравнительно мало. Поэтому наибольший интерес представляет использование данной схемы при равных постоянных времени в цепях катода и анода (случай 1).

Схема 3 выгодно отличается от схемы 1 тем, что в цепь катода включен конденсатор небольшой емкости (порядка десятков и сотен пикофарад). При этом схема не вносит спада вершины импульса за счет цепи $C_к R_к$ и обладает меньшей входной емкостью. Приведенная выше формула для входной емкости ввиду наличия емкости $C_к$ указывает несколько приуменьшенное значение. Поэтому формулу для $C_{вх}$ следует рассматривать как приближенную.

Схема 3 по сравнению со схемой 1 характеризуется повышенной стабильностью коэффициента усиления, так как производная $\frac{dK}{dS}$ для схемы 3 меньше, чем для схемы 1 (этим преимуществом обладает также и схема 2).

Недостаток схемы — большее, чем в схеме 1, падение напряжения на резисторе $R_а$ (при одинаковых K_0 и $\tau_у$ обеих схем), а также зависимость времени установления от режима каскада и эмиссии лампы в связи с влиянием этих факторов на крутизну S характеристики анодного тока.

Пример 5.1. Рассчитать основные параметры реостатного каскада предварительного усиления с комплексной отрицательной обратной связью по току на лампе 6Ж1П. Коэффициент усиления $K_0 = 12$. Время установления $\tau_у = 0,065$ *мксек*. Выброс $\delta = 4\%$.

Выбираем типовой режим работы лампы (см. приложение 6): $E_{а0} = 120$ *в*, $I_{а0} = 8$ *ма*, $E_э = 120$ *в*, $I_э = 3$ *ма*, $E_с = -1,7$ *в*, $S = 5,15$ *ма/в*, $C_{вх.л} = 4,35$ *пф*, $C_{вых.л} = 2,35$ *пф*, $C_{кп} = 4,6$ *пф*. Емкость монтажа принимаем равной 7 *пф*.

Определяем межкаскадную емкость $C_а$:

$$C_а = C_{вх.\,л} + C_{вых.\,л} + C_м = 4,35 + 2,35 + 7 = 13,7 \text{ пф}.$$

Проверим возможность выполнения каскада при условии равенства постоянных времени $C_к R_к = C_а R_а$, что соответствует случаю отсутствия выброса в переходной характе-

ристике каскада. Сопротивление резистора $R_к$, с которого снимается напряжение обратной связи, целесообразно выбрать так, чтобы оно одновременно обеспечивало необходимое смещение на управляющей сетке лампы. При этом в цепи катода будет только один резистор. Учитывая указанное, находим сопротивление резистора $R_к$ в цепи катода:

$$R_к = \frac{|E_c|}{I_{a0} + I_э} = \frac{1,7}{8 \cdot 10^{-3} + 3 \cdot 10^{-3}} \approx 150 \text{ ом}.$$

Воспользовавшись формулой для коэффициента усиления, определим сопротивление резистора R_a:

$$R_a = \frac{K_0(1 + SR_к)}{S} = \frac{12\,(1 + 5,15 \cdot 10^{-3} \cdot 150)}{5,15 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-3} \approx 4,1 \text{ ком}$$

(ближайший больший номинал 4,3 *ком*).

Вычисляем время установления:

$$\tau_у = 2,2\,\frac{C_a R_a}{1 + SR_к} = 2,2\,\frac{13,7 \cdot 10^{-12} \cdot 4,3 \cdot 10^{3}}{1 + 5,15 \cdot 10^{-3} \cdot 150}\,10^{6} \approx 0,073 \text{ мксек}.$$

Время установления получилось больше требуемого значения. В связи с этим производим расчет каскада, исходя из допустимого выброса, приняв

$$q = 1 + SR_к \quad \left(q = \frac{C_к R_к}{C_a R_a}\right).$$

Если напряжение обратной связи снимать с резистора $R_к$, сопротивление которого определено выше, то, как следует из графика рис. 5.12, при $q = 1 + SR_к = 1 + 5,15 \times \times 10^{-3} \cdot 150 \approx 1,77$ получается недопустимо большой выброс ($\delta = 7,6\%$). Из этого следует, что напряжение обратной связи следует снимать с резистора $R_к'$, сопротивление которого меньше 150 *ом*, а цепь в катоде выполнить из

двух последовательно соединенных резисторов $R_к'$ и $R_к''$, причем $R_к'+R_к''=150$ *ом*.

Резистор $R_к''$, обеспечивающий совместно с $R_к'$ необходимое смещение на управляющей сетке лампы 6Ж1П, блокируется конденсатором большой емкости, образуя с последним цепь с большой постоянной времени (см. п. 5.2.2).

Согласно графику рис. 5.12 выбросу $\delta=4\%$ соответствует $q\approx1,6$. Учитывая далее, что $q=1+SR_к'$, из последнего выражения найдем

$$R_к' = \frac{q-1}{S} = \frac{1,6-1}{5,15 \cdot 10^{-3}} \approx 116 \text{ ом}$$

(ближайший меньший номинал 110 *ом*).

Находим новые значения q и $R_а$:

$$q = 1 + SR_к' = 1 + 5,15 \cdot 10^{-3} \cdot 110 \approx 1,57,$$

$$R_а = \frac{K_0\left(1 + SR_к'\right)}{S} = \frac{K_0 q}{S} = \frac{12 \cdot 1,57}{5,15 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-3} \approx 3,7 \text{ ком}$$

(ближайший бо́льший номинал 3,9 *ком*).

Воспользовавшись графиком рис. 5.12, определяем по q обобщенное время установления $У\approx1,1$ и далее время установления:

$$\tau_у = УC_аR_а = 1,1 \cdot 13,7 \cdot 10^{-12} \cdot 3,9 \cdot 10^3 \cdot 10^6 \approx 0,059 \text{ мксек.}$$

Находим емкость конденсатора $C_к$:

$$C_к = qC_а \frac{R_а}{R_к'} = 1,57 \cdot 13,7 \frac{3,9 \cdot 10^3}{110} \approx 760 \text{ пф.}$$

Учитывая, что параллельно конденсатору $C_к$ действует емкость монтажа ($C_м\approx3$—4 *пф*) и емкость катод — подо-

греватель ($C_{кп}$=4,6 *пф*), выбираем емкость конденсатора $C_к$ равной 750 *пф* (ближайший меньший номинал емкости). Конденсатор $C_к$ присоединяется параллельно резистору $R_к'$ или между катодом и корпусом усилителя (имеется в виду, что резистор $R_к''$ блокируется конденсатором большой емкости).

Расчет показал, что предъявленные к каскаду требования выполнены, причем для времени установления получено несколько меньшее значение (0,059 вместо 0,065 *мксек*). Из этого следует, что при необходимости можно, увеличив время установления $\tau_у$ до 0,065 *мксек*, получить выброс меньше 4% или несколько увеличить коэффициент усиления.

Вместе с тем, если учесть, что при $\delta=0$ (случай $C_к R_к = C_а R_а$) время установления оказалось всего на 12% больше требуемого (0,073 вместо 0,065 *мксек*), допустимо результаты расчета при указанном соотношении постоянных времени $C_к R_к$ и $C_а R_а$ считать приемлемыми.

Из расчета следует, что при выбросе $\delta=4\%$ время установления при том же коэффициенте усиления лишь немногим меньше (0,059 вместо 0,073 *мксек*), чем в случае, когда постоянные времени в цепях анода и катода равны между собой и выброс $\delta=0$, т. е. добротность схемы, если допустить выброс в переходной характеристике порядка нескольких процентов, возрастает незначительно.

Схема 4* (рис. 5.13,*а*)

Каскад с параллельной (простой) коррекцией

Достоинство схемы — простота и более высокая по сравнению со схемой 1 добротность, в связи с чем она получила широкое распространение. Наряду со схемой 1 она преи.

* См. описание схемы 5.

мущественно используется в ламповых импульсных усилителях. При расчете каскада с параллельной схемой коррекции, нагруженного на сопротивление $R_н$ и емкость $C_н$ (рис. 5.13, *б*), следует воспользоваться рекомендациями, приведенными в описании к схеме 5.

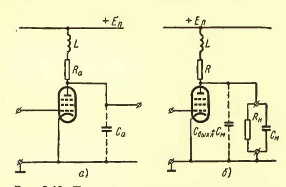


Рис. 5.13. Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией (вспомогательные цепи не показаны):

а — каскад предварительного усиления (в $C_а$ входит входная емкость следующего каскада); *б* — выходной каскад, нагруженный на $R_н$ и $C_н$

Коэффициент усиления $K_0 = SR_а$.

Время установления $\tau_у = УC_аR_а$.

Входная емкость $C_{вх} = C_м + C_{вх.л}$.

Добротность схемы $D = \frac{S}{УC_а}$.

Коэффициент коррекции $k = \frac{L}{C_а R_а^2}$.

Переходная характеристика при $k<0{,}25$

$$h(t') = 1 - \frac{(1+\sqrt{1-4k})^2}{4\sqrt{1-4k}}\, e^{-\frac{1-\sqrt{1-4k}}{2k}t'} +$$

$$+ \frac{(1-\sqrt{1-4k})^2}{4\sqrt{1-4k}}\, e^{-\frac{1+\sqrt{1-4k}}{2k}t'}.$$

Переходная характеристика при $k=0{,}25$

$$h(t') = 1 - (1+t')\, e^{-2t'}.$$

Переходная характеристика при $k>0{,}25$

$$h(t') = 1 - \frac{2k}{\sqrt{4k-1}}\, e^{-\frac{t'}{2k}} \sin\left(\frac{\sqrt{4k-1}}{2k}\, t' +\right.$$

$$\left. + \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{4k-1}}{1-2k} - \pi\right).$$

Обобщенное время $\quad t' = \dfrac{t}{C_a R_a}$.

Выброс

$$\delta = \sqrt{k}\, e^{\frac{\operatorname{arctg}\sqrt{4k-1} - \pi}{\sqrt{4k-1}}}.$$

При $k \leqslant 0{,}25$ переходная характеристика монотонна. При $k>0{,}25$ в переходной характеристике появляется выброс. Зависимости $У$ и δ от коэффициента коррекции k

представлены на графиках рис. 4.2 и 4.3, которыми надлежит пользоваться при расчете схемы. Коэффициент коррекции k следует выбрать, исходя из допустимого значения выброса, но не менее 0,25.

Корректирующую катушку индуктивности рекомендуется включать между резистором $R_а$ и источником питания, а не между анодом лампы и резистором $R_а$ в связи с тем, что в последнем случае паразитная емкость катушки индуктивности на корпус усилителя входит в качестве компоненты в общую паразитную емкость схемы $C_а$. Кроме того, при рекомендуемом способе включения емкость катушки на корпус и распределенная емкость катушки индуктивности способствуют повышению корректирующей способности схемы (см. схему 6).

Параллельная (простая) схема коррекции представляет двухполюсник и содержит всего один независимый параметр — коэффициент коррекции k. Поэтому схема с коррекцией индуктивностью обладает ограниченными возможностями.

Схема 5* (рис. 5.14)

Каскад с параллельной (простой) коррекцией в цепи сетки

Схему параллельной коррекции можно осуществить, включив корректирующую катушку индуктивности не только последовательно с резистором $R_а$ (схема 4), но также и в цепь сетки лампы следующего каскада. При этом корректирующая цепь LR шунтируется резистором $R_а$, в связи с чем методика расчета схемы 5 отличается от ме-

* См. описание схемы 4.

тодики расчета схемы 4. Нетрудно заметить, что схема каскада с параллельной коррекцией в цепи сетки совпадает по существу со схемой каскада, нагруженного на сопротивление $R_н$ и емкость $C_н$ (рис. 5.13,*б*), в котором корректирующая катушка индуктивности включена в анодную цепь лампы.

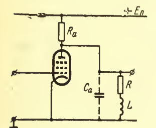


Рис. 5.14. Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией в цепи сетки (вспомогательные цепи непоказаны)

В приводимые далее формулы входят обозначения, соответствующие схеме рис. 5.14. При расчете схемы рис. 5.13,*б* в формулах необходимо произвести следующую замену: 1) $R_а$ заменить на $R_н$, 2) $C_а$ заменить на C, где $C = C_{вых.л} + C_м + C_н$.

Для упрощения записи формул введено обозначение

$$\alpha_а = \frac{R}{R_а}.$$

Коэффициент усиления $K_0 = \frac{SR}{1 + \alpha_а}$.

Время установления $\tau_у = \frac{УC_аR}{1 + \alpha_а}$.

Добротность схемы $D = \frac{S}{УC_а}$.

Входная емкость $C_{вх} = C_{вх.л} + C_м$.

Коэффициент коррекции $k = \frac{L}{C_аR^2}$.

Коэффициенты $a = \sqrt{k(1 + \alpha_а)}$, $b = \frac{1 + k\alpha_а}{\sqrt{k(1 + \alpha_а)}}$.

Характер процесса в схеме определяется коэффициентом b, зависящим от k и $\alpha_а$. Апериодический процесс установления в схеме имеет место при $b \geqslant 2$, а колебательный — при $b < 2$.

Ниже представлены выражения переходных характеристик, записанные в функции обобщенного времени t', которое равно

$$t' = \frac{t}{C_а R \sqrt{\frac{k}{1+\alpha_а}}}.$$

Переходная характеристика при $b > 2$

$$h(t') = 1 - \frac{1-a}{1-\alpha^2} e^{-\alpha t'} + \frac{\alpha(\alpha - a)}{1-\alpha^2} e^{-\frac{t'}{\alpha}},$$

где $\alpha = \frac{b}{2} + \sqrt{\frac{b^2}{4} - 1}$.

Переходная характеристика при $b = 2$

$$h(t') = 1 - (1 + t' - at') e^{-t'}.$$

Переходная характеристика при $b < 2$

$$h(t') = 1 - \frac{e^{-\frac{bt'}{2}} \sin\left(\frac{1}{2}\sqrt{4-b^2}\, t' - \psi\right)}{\sin\psi},$$

где $\psi = \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{4-b^2}}{2a-b}$.

Монотонная переходная характеристика имеет место при $b \geqslant 2$ и $a \frac{b - \sqrt{b^2-4}}{2} \leqslant 1$, чему соответствует об-

ласть значений коэффициента коррекции k, определяемая неравенством

$$0 \leqslant k \leqslant \frac{2 + \alpha_{\text{а}} - 2\sqrt{1 + \alpha_{\text{а}}}}{\alpha_{\text{а}}^2}.$$

При монотонном процессе установления обобщенное время установления $\mathcal{Y}$ можно приближенно определить по формуле, полученной на основании метода моментов [1]:

$$\mathcal{Y} = 2{,}2a\sqrt{b^2 - a^2 - 2}.$$

В практически важном частном случае $b=2$ (соответствует границе между апериодическим и колебательным процессами установления в схеме) значение $\mathcal{Y}$ с большей точностью можно найти, воспользовавшись графиками рис. 5.15, *б*.

Коэффициент коррекции k при $b=2$ равен:

$$k = \frac{2 + \alpha_{\text{а}} - 2\sqrt{1 + \alpha_{\text{а}}}}{\alpha_{\text{а}}^2}.$$

При колебательном процессе установления ($b<2$) δ и $\mathcal{Y}$ определяются с помощью графиков рис. 5.15, *а* и 5.15, *б*. Выброс δ можно также рассчитать, воспользовавшись формулой [1]

$$\delta = \sqrt{k}\, e^{\dfrac{\operatorname{arctg}\left[\frac{1}{1 - k\alpha_{\text{а}}}\sqrt{4k - (1 - k\alpha_{\text{а}})^2}\right] - \pi}{\frac{1}{1 + k\alpha_{\text{а}}}\sqrt{4k - (1 - k\alpha_{\text{а}})^2}}}.$$

Порядок расчета схемы 5 (предполагается, что K_0, $R_{\text{а}}$, $C_{\text{а}}$ или $R_{\text{н}}$ и $C_{\text{н}}$ заданы):

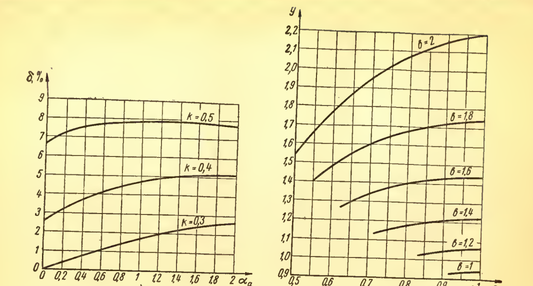


Рис. 5.15. К определению выброса δ и обобщенного времени установления $У$ при расчете каскада с параллельной схемой коррекцией по схеме рис. 5.13,б или по схеме рис. 5.14:

а — зависимость δ от α_a $\left(\alpha_a = \frac{R}{R_a}\right.$ или $\left.\alpha_a = \frac{R}{R_н}\right)$ при разных коэффициентах коррекции k;

б — зависимость $У$ от коэффициента $a = \sqrt{k(1+\alpha_a)}$ при разных коэффициентах $в = \frac{1 + k\alpha_a}{\sqrt{k(1+\alpha_a)}}$

1. Исходя из формулы коэффициента усиления определяется R и далее α_a.

2. По допустимому выбросу и коэффициенту α_a с помощью графиков рис. 5.15, *а* находится коэффициент коррекции k. Если нельзя допустить выброса в переходной характеристике каскада, то коэффициент b следует принять равным двум, а коэффициент коррекции k рассчитать по приведенной для этого случая формуле.

3. Используя полученные значения k и α_a, рассчитываются коэффициенты a и b.

4. С помощью графиков рис. 5.15, *б* находится обобщенное время установления $У$ и далее время установления $\tau_у$.

5. Определяется индуктивность корректирующей катушки L.

Пример 5.2. Рассчитать основные параметры выходного каскада с параллельной схемой коррекции (рис. 5.13, *б*) на лампе 6Ж1П. Коэффициент усиления $K_0=7$. Время установления $\tau_у=0{,}06$ *мксек*. Выброс $\delta\leqslant 4\%$. Емкость нагрузки $C_н=20$ *пф*. Сопротивление нагрузки $R_н=3{,}5$ *ком*. Считается, что амплитуда импульса на выходе усилителя мала. Крутизна анодно-сеточной характеристики лампы 6Ж1П в рабочей точке $S=5{,}15$ *ма/в*. Выходная емкость лампы $C_{вых.л}=2{,}35$ *пф*.

При малой амплитуде импульса напряжения на выходе усилителя выходной каскад рассчитывается так же, как и каскад предварительного усиления.

Задаемся емкостью монтажа $C_м=4$ *пф* и вычисляем общую емкость в анодной цепи лампы:

$$C = C_{вых.\,л} + C_м + C_н = 2{,}35 + 4 + 20 \approx 26 \text{ пф}$$

Исходя из формулы для коэффициента усиления ($K_0 = \frac{SR}{1+\alpha_а}$; $\alpha_а = \frac{R}{R_н}$), определяем сопротивление резистора R и коэффициент $\alpha_а$:

$$R = \frac{R_н}{\frac{SR_н}{K_0} - 1} = \frac{3,5 \cdot 10^3}{\frac{5,15 \cdot 10^{-3} \cdot 3,5 \cdot 10^3}{7} - 1} \cdot 10^{-3} \approx 2,2 \text{ ком},$$

$$\alpha_а = \frac{R}{R_н} = \frac{2,2}{3,5} = 0,63.$$

Воспользовавшись графиками рис. 5.15, *а*, по заданному выбросу $\delta = 4\%$ и коэффициенту $\alpha_а = 0,63$ находим коэффициент коррекции $k \approx 0,39$ и далее рассчитываем коэффициенты a и b:

$$a = \sqrt{k(1+\alpha_а)} = \sqrt{0,39(1+0,63)} \approx 0,8,$$

$$b = \frac{1 + k\alpha_а}{\sqrt{k(1+\alpha_а)}} = \frac{1 + 0,39 \cdot 0,63}{\sqrt{0,39(1+0,63)}} \approx 1,55.$$

С помощью графиков рис. 5.15, *б* по рассчитанным коэффициентам a и b находим обобщенное время установления $Y \approx 1,34$ и далее определяем время установления $\tau_у$ и индуктивность корректирующей катушки L:

$$\tau_у = \frac{YCR}{1+\alpha_а} = \frac{1,34 \cdot 26 \cdot 10^{-12} \cdot 2,2 \cdot 10^3}{1 + 0,63} \cdot 10^6 \approx 0,047 \text{ мксек},$$

$$L = kCR^2 = 0,39 \cdot 26 \cdot 10^{-12} (2,2 \cdot 10^3)^2 \cdot 10^6 \approx 49 \text{ мкгн}.$$

Время установления $\tau_у$ оказалось примерно на 20% меньше того, которое требуется по заданию. В связи с

этим целесообразно оценить возможность удовлетворить требованиям задания при $\delta=0$, т. е. при отсутствии выброса в переходной характеристике каскада. Полагая $b=2$, определяем коэффициенты k и a:

$$k=\frac{2+\alpha_a-2\sqrt{1+\alpha_a}}{\alpha_a^2}=\frac{2+0{,}63-2\sqrt{1+0{,}63}}{0{,}63^2}\approx 0{,}2,$$

$$a=\sqrt{k(1+\alpha_a)}=\sqrt{0{,}2\,(1+0{,}63)}\approx 0{,}57.$$

Обращаясь вновь к графикам рис. 5.15, *б*, находим обобщенное время установления $У$, соответствующее коэффициентам $a=0{,}57$ и $b=2$. При этом $У\approx 1{,}7$.

Рассчитываем время установления и индуктивность корректирующей катушки:

$$\tau_у=\frac{УCR}{1+\alpha_a}=\frac{1{,}7\cdot 26\cdot 10^{-12}\cdot 2{,}2\cdot 10^3}{1+0{,}63}\cdot 10^6\approx 0{,}06\ \textit{мксек},$$

$$L=kCR^2=0{,}2\cdot 26\cdot 10^{-12}\,(2{,}2\cdot 10^3)^2\cdot 10^6\approx 25\ \textit{мкгн}.$$

Таким образом, результаты обоих вариантов расчета схемы выходного каскада удовлетворяют условиям задания. В первом из них требования задания перевыполняются по времени установления, во втором — по значению выброса. Из двух приведенных вариантов предпочтительнее выбрать второй вариант ($\tau_у=0{,}06$ *мксек* и $\delta=0$). При меньшем выбросе каскад будет характеризоваться большей стабильностью своих параметров.

Схема 6* (рис. 5.16)

Каскад с параллельной (простой) коррекцией и дополнительной емкостью

Включение корректирующей катушки индуктивности между сопротивлением $R_а$ и источником питания в сочетании с конденсатором небольшой емкости позволяет несколько повысить добротность схемы параллельной коррекции. Корректирующую катушку индуктивности желательно конструктивно выполнить так, чтобы ее собственная емкость имела необходимую величину. В этом случае не потребуется включение в схему еще одного элемента.

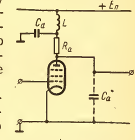


Рис. 5.16. Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией и дополнительной емкостью (вспомогательные цепи не показаны)

Ниже приводятся имеющие практическую ценность сведения о параметрах схемы для одного частного случая [1]:

Коэффициент усиления $K_0 = SR_а$.

Время установления $\tau_у = 1{,}24\ C_аR_а$.

Выброс $\delta \approx 1\%$.

Входная емкость $C_{вх} = C_м + C_{вх.л}$.

Индуктивность корректирующей катушки $L = 0{,}35\, C_аR_а^2$.

Дополнительная емкость $C_d = 0{,}22\ C_а$.

Добротность схемы $D = \dfrac{S}{1{,}24\, C_а}$.

* См. описание схемы 4.

Схема 7* (рис. 5.17)

Каскад с параллельной (простой) коррекцией и отрицательной активной обратной связью по току

Схема 7 отличается от схемы 2 введением в нее корректирующей катушки индуктивности. Это позволяет при одинаковом со схемой 2 коэффициенте усиления получить меньшее время нарастания фронта импульса или по-другому использовать приращение добротности, связанное с включением корректирующей катушки индуктивности.

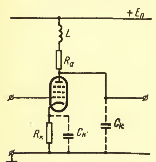


Рис. 5.17. Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией и активной отрицательной обратной связью по току (вспомогательные цепи не показаны)

Схема 7 характеризуется в основном такими же преимуществами и недостатками, какие указаны для схемы 2. Добротность схемы 7 меньше добротности схемы 4.

Коэффициент усиления $K_0 = \dfrac{SR_a}{1 + SR_к}$.

Время установления $\tau_у = УC_a R_a$.

Входная емкость $C_{вх} = C_м + \dfrac{C_{вх.л}}{1 + SR_к}$.

Добротность схемы $D = \dfrac{S}{УC_a(1 + SR_к)}$.

Коэффициент коррекции $k = \dfrac{L}{C_a R_a^2}$.

* См. описание схем 2 и 4.

Переходные характеристики схемы 7 при разных коэффициентах коррекции k описываются теми же выражениями, что и переходные характеристики схемы 4. Зависимости $У$ и δ от коэффициента коррекции k (рис. 4.2 и рис. 4.3) используются для выбора k по допустимому выбросу δ и расчета времени установления. Выражения переходных характеристик (см. схему 4) и приведенные выше расчетные формулы справедливы для схемы 7 лишь в первом приближении при условии выполнения неравенства $C_к R_к < 0{,}5\, C_а R_а$*.

Схема 8** (рис. 5.18)

Каскад с параллельной (простой) коррекцией и комплексной отрицательной обратной связью по току

Схема 8 соединяет в себе некоторые достоинства схем 3 и 4. Ее добротность имеет промежуточное значение: она больше добротности схемы 3 и меньше добротности схемы 4. Схема 8 позволяет получить более высокий коэффициент усиления, чем тот, который достигается в схеме 3 при том

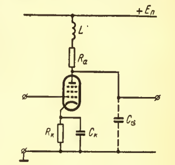


Рис. 5.18. Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией и комплексной отрицательной обратной связью по току (вспомогательные цепи не показаны)

* $C_к$ — паразитная емкость, действующая между катодом и корпусом усилителя. На рис. 5.17 $C_к$ показана пунктиром.

** См. описание схем 3 и 4.

же времени установления, или меньшее время установления при одинаковом со схемой 3 коэффициенте усиления. Важное преимущество схемы 8 (так же, как и схемы 3) — отсутствие необходимости использовать конденсатор большой емкости в цепи катода, обычно электролитический, габариты которого больше габаритов прочих элементов схемы.

Коэффициент усиления $K_0 = \frac{SR_а}{1 + SR_к}$.

Время установления $\tau_у = УC_а R_а$.

Входная емкость $C_{вх} = C_м + \frac{C_{вх.л}}{1 + SR_к}$.

Отношение постоянных времени $q = \frac{C_к R_к}{C_а R_а}$.

Коэффициент коррекции $k = \frac{L}{C_а R_а^2}$.

Добротность схемы $D = \frac{S}{УC_а (1 + SR_к)}$.

Переходная характеристика при $k=0,25$ и $\frac{1 + SR_к}{q} = 2$

$$h(t') = 1 + [SR_к t'^2 - (1 - SR_к) t' - 1] e^{-2t'}.$$

Переходная характеристика при $k=0,25$ и $\frac{1 + SR_к}{q} \gtrsim 2$

$$h(t') = 1 -$$

$$-(1+SR_{\text{к}}) \frac{\left(\frac{1+SR_{\text{к}}}{q}\right)^2 - \left(\frac{1}{q}+4\right)\frac{1+SR_{\text{к}}}{q} + \frac{4}{q}}{\frac{1+SR_{\text{к}}}{q}\left(2 - \frac{1+SR_{\text{к}}}{q}\right)^2} e^{-\frac{1+SR_{\text{к}}}{q}t'} +$$

$$+ (1+SR_{\text{к}}) \left[\frac{\frac{1}{q} - 2}{2 - \frac{1+SR_{\text{к}}}{q}} t' + \frac{\frac{1+SR_{\text{к}}}{q}\left(1 - \frac{1}{q}\right) + \frac{3}{q} - 4}{\left(2 - \frac{1+SR_{\text{к}}}{q}\right)^2} \right] e^{-2t'}.$$

Переходная характеристика при $k > 0{,}25$

$$h(t') = 1 -$$

$$- \frac{q\{(1+SR_{\text{к}})[k(1+SR_{\text{к}}) - k - q] + q\}}{(1+SR_{\text{к}})[k(1+SR_{\text{к}}) - q] + q^2} e^{-\frac{1+SR_{\text{к}}}{q}t'} +$$

$$+ (1+SR_{\text{к}}) \sqrt{\frac{k - q + q^2}{q^2\left(1 - \frac{1}{4k}\right)\left[\left(\frac{1+SR_{\text{к}}}{q} - \frac{1}{2q}\right)^2 + \right.}} \ldots \rightarrow$$

$$\leftarrow \ldots \frac{k - q + q^2}{\left. + \frac{1}{k}\left(1 - \frac{1}{4k}\right)\right]} e^{-\frac{t'}{2k}} \sin\left(\frac{\sqrt{4k-1}}{2k} t' + \psi\right),$$

$$\psi = \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{4k-1}}{1-2q} + \operatorname{arctg}\sqrt{4k-1} - \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{4k-1}}{\frac{2k}{q}(1+SR_{\text{к}}) - 1}.$$

Переходные характеристики представлены выше в функции обобщенного времени t', равного $\frac{t}{C_a R_a}$.

Как и в схеме 4, переходная характеристика при $k \leqslant 0{,}25$ имеет апериодический характер, а при $k > 0{,}25$ — колеба-

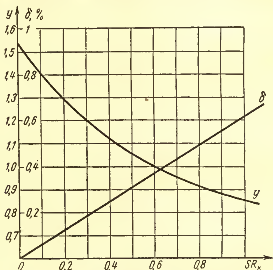


Рис. 5.19. Зависимости выброса δ и обобщенного времени установления $У$ от $SR_к$ при отношении постоянных времени $q = \frac{C_к R_к}{C_a R_a} = 0{,}7$ и при $k = 0{,}25$

тельный. Однако присутствие цепи обратной связи обусловливает выброс в переходной характеристике также и при коэффициенте коррекции k, меньшем 0,25.

На рис. 5.19 приведены графики зависимости $У$ и δ от $SR_к$ при коэффициенте коррекции $k = 0{,}25$ и параметре $q = 0{,}7$.

Схема 9 (рис. 5.20)

Каскад с последовательной коррекцией (основная схема)

В схеме 9 корректирующая индуктивность L разделяет общую паразитную емкость схемы $C_а$ на частичные емкости C_1 и C_2, которые представлены соответственно выходной емкостью корректируемого каскада и входной емкостью следующего (с учетом емкости монтажа слева и справа от L).

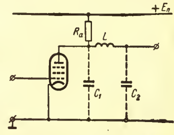


Рис. 5.20. Принципиальная основная схема каскада с последовательной коррекцией (вспомогательные цепи не показаны)

В схеме с параллельной коррекцией, где C_1 и C_2 не разделены, форма выходного напряжения определяется характером заряда суммарной емкости C_1+C_2. В каскаде с последовательной коррекцией при воздействии импульса имеет место заряд частичной емкости C_1 с последующей передачей напряжения через задерживающую цепь LC_2. Этим объясняются несколько бо̀льшие возможности схемы с последовательной коррекцией по сравнению со схемой параллельной коррекции. Однако выигрыш в длительности фронта (при той же величине выброса) достигается лишь при благоприятных соотношениях частичных емкостей C_1 и C_2. Схему 9 целесообразно использовать в случае, если

соотношение частичных емкостей находится примерно в интервале

$$4 < \frac{C_1}{C_2} < 9,$$

чему соответствует значение параметра x в пределах $0{,}8 < x < 0{,}9$.

При обратном соотношении частичных емкостей (в тех же границах) может быть применена схема, которая является как бы зеркальным отображением схемы коррекции 9 (см. схему 10). Недостатком схемы 9 (а также схемы 10) является ее чувствительность к изменению данных элементов схемы.

Коэффициент усиления $K_0 = SR_a$.
Время установления $\tau_y = УC_a R_a$.
Входная емкость $C_{вх} = C_{вх.л} + C_м$.

Добротность схемы $D = \dfrac{S}{УC_a}$.

Коэффициент коррекции $k = \dfrac{L}{C_a R_a^2}$.

Относительно лучшие результаты при использовании схемы 9 получаются в случае, если коэффициент коррекции k, исходя из метода равных модулей [3], определить по формуле

$$k = \frac{\sqrt{1-x}}{x},$$

где $x = \dfrac{C_1}{C_1 + C_2}$, $C_1 = C_{вых.\,л} + C_{м1}$, $C_2 = C_{вх.\,л} + C_{м2}$,

$$C_a = C_1 + C_2;$$

$C_{м1}$ и $C_{м2}$ — монтажные емкости соответственно слева и справа от корректирующей катушки индуктивности L.

Далее приводятся выражения переходных характеристик, которые справедливы при условии, что коэффициент коррекции k определяется по указанной выше формуле.

В зависимости от соотношения частичных емкостей C_1 и C_2 в схеме возможен апериодический или колебательный режим установления.

Переходная характеристика при $8/9 < x < 1$

$$h(t') = 1 + \frac{\alpha e^{-t'}}{(\alpha - 1)^2} - \frac{e^{-\alpha t'}}{(\alpha - 1)(\alpha^2 - 1)} - \frac{\alpha^3 e^{-\frac{t'}{\alpha}}}{(\alpha - 1)(\alpha^2 - 1)},$$

где $\alpha = \frac{d-1}{2} + \sqrt{\frac{(d-1)^2}{4} - 1}$, $d = \frac{1}{\sqrt{1-x}}$

Переходная характеристика при $x = 8/9$

$$h(t') = 1 - \left(1 + t' + \frac{t'^2}{2}\right) e^{-t'}.$$

Переходная характеристика при $0 < x < 3/4$ и $3/4 < x < 8/9$

$$h(t') = 1 - Ae^{-t'} + Be^{-at'} \sin(bt' - \varphi),$$

где

$$A = \frac{1}{3-d}, \quad B = \frac{d-2}{d-3}\sqrt{\beta^2 - 1}, \quad \varphi = \operatorname{arctg}\frac{1}{\beta},$$

$$a=\frac{d-1}{2}, \quad b=\sqrt{1-\frac{(d-1)^2}{4}}, \quad \beta=\frac{2-(d-1)(d-2)}{(d-2)\sqrt{4-(d-1)^2}},$$

$$d=\frac{1}{\sqrt{1-x}}.$$

Переходная характеристика при $x=3/4$

$$h(t')=1-e^{-t'}-\frac{2}{\sqrt{3}}e^{-\frac{t'}{2}}\sin\frac{\sqrt{3}}{2}t'.$$

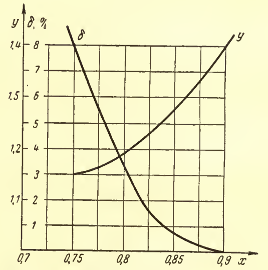


Рис. 5.21. Зависимости выброса δ и обобщенного времени установления У от параметра x, зависящего от соотношения частичных емкостей схемы

Переходные характеристики приведены в функции обобщенного времени t', представляемого выражением

$$t' = \frac{t}{C_a R_a \sqrt{1-x}}.$$

При $x \geqslant 8/9$ переходная характеристика монотонна. При $x < 8/9$ в переходной характеристике присутствует выброс.

На рис. 5.21 даны зависимости $У$ и δ от параметра x. Используя указанные графики, по предварительно найденному значению x определяют $У$ и δ. Далее, по заданному коэффициенту усиления каскада находят сопротивление резистора R_a и время установления τ_y или по заданному времени установления определяют сопротивление резистора R_a и затем коэффициент усиления K_0.

Схема 10 (рис. 5.22)

Каскад с последовательной коррекцией (зеркальная схема)

Для схемы 10 справедливы все формулы и графики, которые относятся к схеме 9. Отличие состоит лишь в определении параметра x, который для схемы 10 представляется формулой

$$x = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

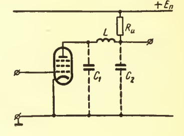


Рис. 5.22. Принципиальная зеркальная схема каскада с последовательной коррекцией (вспомогательные цепи не показаны)

Отношение $\frac{C_1}{C_2}$, при котором целесообразно использовать схему 10, находится примерно в границах

$$1/9 < \frac{C_1}{C_2} < 1/4.$$

Соответствующее неравенство для параметра x запишется в виде $0,8 < x < 0,9$.

Схема 11* (рис. 5.23)

Сложная схема коррекции с двумя независимыми параметрами (основная схема)

Схема коррекции 11 располагает двумя независимыми параметрами k_1 и k_2, что позволяет в результате их подбора получить заметно меньшее время установления, чем в схеме коррекции с одним независимым параметром (параллельная схема коррекции).

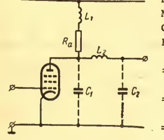


Рис. 5.23. Принципиальная основная схема каскада со сложной коррекцией с двумя независимыми параметрами (вспомогательные цепи не показаны)

Коэффициент усиления $K_0 = SR_a$.

Время установления $\tau_y = УC_aR_a$.

Входная емкость $C_{вх} = C_{вх.л} + C_м$.

Добротность схемы $D = \frac{S}{УC_a}$.

Коэффициенты коррекции $k_1 = \frac{L_1}{C_aR_a^2}$, $k_2 = \frac{L_2}{C_aR_a^2}$.

* См. описание схемы 9.

При расчете схемы, так же как и в схеме с последовательной коррекцией (см. схему 9), используется параметр x, характеризующий отношение частичных емкостей C_1 и C_2. Для схемы 11

$$x = \frac{C_1}{C_1 + C_2}.$$

Исследованиями В. М. Другова [16] для рассматриваемой схемы, а также для схем 12—14 определены оптимальные параметры.

В табл. 5.1 указаны значения параметров k_1 и k_2, которые при данных x и δ обеспечивают минимальное обобщенное время установления $\mathcal{Y}$. В таблице приведены два значения x, которые соответствуют отношениям $\frac{C_1}{C_2} = 0{,}4$ и $\frac{C_1}{C_2} = 0{,}5$. При отношениях $\frac{C_1}{C_2} = 2$ и $\frac{C_1}{C_2} = 2{,}5$ используется зеркальная схема 12.

Представляет интерес совокупность значений параметров $x = 0{,}344$, $k_1 = 0{,}122$ и $k_2 = 0{,}511$, которым соответствует $\mathcal{Y} = 0{,}93$. При указанных значениях x, k_1 и k_2 имеет место критический выброс, равный 4,3% (см. табл. 4.1).

Расчет схемы производится в следующем порядке. Вначале определяются частичные емкости ($C_1 = C_{\text{вых. л}} + C_{\text{м1}}$, $C_2 = C_{\text{вх. л}} + C_{\text{м2}}$) и находится параметр x. Если он достаточно близок к указанному в таблице, то по значению x и заданному выбросу из таблицы выписываются величины k_1, k_2 и $\mathcal{Y}$. Далее, используя приведенные выше формулы, последовательно определяют сопротивление резистора R_a (исходя из формулы коэффициента усиления или из формулы времени установления), L_1, L_2 и $\tau_у$ или K_0.

В ряде случаев может оказаться целесообразным включить в схему конденсатор небольшой емкости в дополнение к C_1 или C_2 для получения необходимого значения параметра x.

Основным достоинством схемы сложной коррекции является высокая добротность. Недостаток схемы — в ее критичности к изменению значений элементов схемы, в трудности ее регулировки.

Таблица 5.1

x	δ, %	y	k_1	k_2
0,285	1	1,013	0,136	0,420
0,285	2	0,995	0,148	0,440
0,285	3	0,980	0,160	0,455
0,285	4	0,963	0,173	0,474
0,285	5	0,942	0,190	0,494
0,285	6	0,925	0,211	0,464
0,333	1	0,908	0,160	0,422
0,333	2	0,867	0,180	0,422
0,333	3	0,838	0,199	0,427
0,333	4	0,820	0,218	0,436
0,333	5	0,800	0,233	0,428
0,333	6	0,787	0,248	0,414

Схема 12 (рис. 5.24)

Сложная схема коррекции с двумя независимыми параметрами (зеркальная схема)

Расчет схемы 12 производится так же, как и схемы 11. Для схемы 12 остаются справедливыми приведенные к схеме 11 формулы и табл. 5.1 оптимальных параметров.

Единственное отличие состоит в определении параметра x. Для схемы 12 параметр x определяется формулой

$$x = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

Указанным в табл. 5.1 величинам x соответствуют отношения частичных емкостей

$$\frac{C_1}{C_2} = 2 \text{ и } \frac{C_1}{C_2} = 2{,}5.$$

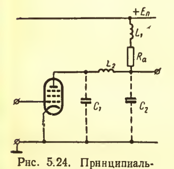


Рис. 5.24. Принципиальная зеркальная схема каскада со сложной коррекцией с двумя независимыми параметрами (вспомогательные цепи не показаны)

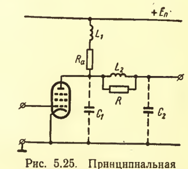


Рис. 5.25. Принципиальная основная схема каскада со сложной коррекцией с тремя независимыми параметрами (вспомогательные цепи не показаны)

Схема 13* (рис. 5.25)

Сложная схема коррекции с тремя независимыми параметрами (основная схема)

Схема сложной коррекции 13 имеет три независимых параметра: коэффициенты коррекции k_1 и k_2 и третий пара-

* См. описание схемы 11.

метр m, связанный с вносимым в схему затуханием. Данная схема располагает бо́льшими возможностями, чем схема 11, в смысле подбора оптимальных параметров при разных частичных емкостях схемы C_1 и C_2. Как и для схемы 11,

$$x = \frac{C_1}{C_1 + C_2}.$$

Коэффициент усиления $K_0 = SR_а$.

Время установления $\tau_у = УC_аR_а$.

Добротность схемы $D = \frac{S}{УC_а}$.

Входная емкость $C_{вх} = C_{вх.л} + C_м$.

Независимые параметры схемы

$$k_1 = \frac{L_1}{C_а R_а^2}, \quad k_2 = \frac{L_2}{C_а R_а^2}, \quad m = \frac{R_а}{R}.$$

В табл. 4.1 приведены параметры схемы, которые соответствуют критическому выбросу. В табл. 5.2 указаны оптимальные параметры k_1, k_2 и m для двух значений x, которым соответствуют разные значения $У$ и δ. Значениям x отвечают отношения частичных емкостей

$$\frac{C_1}{C_2} = 2 \quad и \quad \frac{C_1}{C_2} = 4.$$

При отношениях $\frac{C_1}{C_2} = 0{,}25$ и $\frac{C_1}{C_2} = 0{,}5$ применяется зеркальная схема (см. схему 14).

Порядок расчета каскада совпадает с порядком расчета, который указан для схемы 11.

x	δ, %	y	k_1	k_2	m
0,8	1	0,89	0,300	0,600	0,361
0,8	2	0,82	0,334	0,534	0,333
0,8	3	0,78	0,354	0,496	0,298
0,8	4	0,75	0,358	0,467	0,267
0,8	5	0,73	0,359	0,431	0,243
0,8	6	0,70	0,360	0,417	0,218
0,667	1	0,91	0,268	0,536	0,394
0,667	2	0,84	0,307	0,414	0,380
0,667	3	0,78	0,333	0,356	0,361
0,667	4	0,75	0,347	0,334	0,335
0,667	5	0,73	0,361	0,327	0,303
0,667	6	0,71	0,372	0,321	0,269

Схема 14 (рис. 5.26)

Сложная схема коррекции с тремя независимыми параметрами (зеркальная схема)

Расчет схемы 14 производится по тем же формулам и таблицам, что и расчет схемы 13. В отличие от схемы 13 параметр x для схемы 14 рассчитывается по формуле

$$x = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

Указанным в табл. 5.2 значениям x соответствуют отношения частичных емкостей $\frac{C_1}{C_2} = 0,25$ и $\frac{C_1}{C_2} = 0,5$.

Пример 5.3 Рассчитать основные параметры каскада предварительного усиления на лампе 6Ж9П со сложной

схемой коррекции, располагающей тремя независимыми параметрами. Время установления $\tau_y = 0,02$ *мксек*. Параметры схемы коррекции должны соответствовать критическому значению выброса в переходной характеристике.

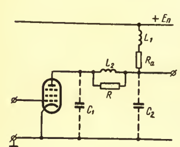


Рис. 5.26. Принципиальная зеркальная схема каскада со сложной коррекцией с тремя независимыми параметрами (вспомогательные цепи не показаны)

Выбираем типовой режим работы лампы 6Ж9П (см. приложение 6): $E_{a0} = 150$ *в*, $I_{a0} = 14,5$ *ма*, $E_э = 150$ *в*, $S = 17,5$ *ма/в*, $C_{вх.л} = 8,5$ *пф*, $C_{вых.л} = 3,35$ *пф*.

Задаваясь емкостью монтажа слева и справа от корректирующей катушки индуктивности $C_{м1} = C_{м2} = 3$*пф*, определяем частичные емкости C_1 и C_2, а также емкость C_a:

$$C_1 = C_{вых.\,л} + C_{м1} = 3,35 + 3 = 6,35 \text{ пф},$$

$$C_2 = C_{вх.\,л} + C_{м2} = 8,5 + 3 = 11,5 \text{ пф},$$

$$C_a = C_1 + C_2 = 6,35 + 11,5 \approx 17,9 \text{ пф}.$$

Определяем коэффициент x для основной схемы (рис. 5.25):

$$x = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{C_1}{C_a} = \frac{6,35}{17,9} \approx 0,35.$$

В табл. 4.1 приводятся данные схемы сложной коррекции с тремя независимыми параметрами, соответствующие критическому выбросу в переходной характеристике.

В этой таблице для $x = 0,35$ находим $k_1 = 0,122$, $k_2=0,514$, $m = 0,02$, $\delta = 4,1\%$, $У = 0,95$.

Исходя из формулы времени установления, определяем сопротивление резистора $R_а$:

$$R_а = \frac{\tau_у}{УC_а} = \frac{0,02 \cdot 10^{-6}}{0,95 \cdot 17,9 \cdot 10^{-12}} 10^{-3} \approx 1,2 \text{ ком}.$$

Коэффициент усиления каскада

$$K_0 = SR_а = 17,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 21.$$

Определяем сопротивление резистора R, шунтирующего корректирующую катушку индуктивности:

$$R = \frac{R_а}{m} = \frac{1,2}{0,02} = 60 \text{ ком}.$$

Находим индуктивности корректирующих катушек:

$$L_1 = k_1 C_а R_а^2 = 0,122 \cdot 17,9 \cdot 10^{-12} (1,2 \cdot 10^3)^2 \cdot 10^6 \approx 3,14 \text{ мкгн},$$

$$L_2 = k_2 C_а R_а^2 = 0,514 \cdot 17,9 \cdot 10^{-12} (1,2 \cdot 10^3)^2 \cdot 10^6 \approx 13,2 \text{ мкгн}.$$

Полученное решение не является единственным. Возможен также второй вариант решения, связанный с использованием зеркальной схемы сложной коррекции (рис. 5.26).

Для зеркальной схемы имеем

$$x = \frac{C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C_2}{C_а} = \frac{11,5}{17,9} \approx 0,64.$$

В табл. 4.1 находим близкое к рассчитанной величине значение x ($x = 0,65$), которому соответствуют $k_1 = 0,146$, $k_2 = 0,72$, $m = 0,5$, $\delta = 1,6\%$, $У = 1,15$.

Далее последовательно определяем $R_а$, K_0, R, L_1 и L_2:

$$R_а = \frac{\tau_у}{YC_а} = \frac{0,02 \cdot 10^{-6}}{1,15 \cdot 17,9 \cdot 10^{-12}} \cdot 10^{-3} \approx 0,97 \text{ ком}$$

(ближайший номинал 1 *ком*),

$$K_0 = SR_а = 17,5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 17,5,$$

$$R = \frac{R_а}{m} = \frac{1}{0,5} = 2 \text{ ком},$$

$$L_1 = k_1 C_а R_а^2 = 0,146 \cdot 17,9 \cdot 10^{-12} \ (10^3)^2 \cdot 10^6 \approx 2,6 \text{ мкгн},$$

$$L_2 = k_2 C_а R_а^2 = 0,72 \cdot 17,9 \cdot 10^{-12} \ (10^3)^2 \cdot 10^6 \approx 12,9 \text{ мкгн}.$$

В результате расчета каскада со сложной схемой коррекции получены следующие основные данные. Для основной схемы сложной коррекции $K_0=21$ и $\delta=4,1\%$. Для зеркальной схемы сложной коррекции $K_0=17,5$ и $\delta=1,6\%$. Время установления при расчете основной и зеркальной схем сложной коррекции являлось исходной величиной ($\tau_у=0,02$ *мксек*).

Выбор схемы сложной коррекции (основной или зеркальной) производится в зависимости от требований, предъявляемых к усилителю. Если для отдельного каскада (имеются в виду данные, полученные в настоящем расчете) допустим коэффициент усиления $K_0 \leqslant 17,5$, то следует предпочесть зеркальную схему сложной коррекции, которой соответствует меньший выброс в переходной характеристике. Как уже упоминалось (см. § 1.4), при меньшем выбросе следует ожидать, что параметры усилителя будут характеризоваться большей стабильностью при изменении данных элементов схемы.

Схема 15 (рис. 5.27)

Катодный повторитель

Катодный повторитель характеризуется такой же добротностью, как и реостатный каскад. Учитывая, что коэффициент передачи катодного повторителя меньше единицы, его время установления оказывается существенно меньше времени установления других каскадов усилителя, если емкость нагрузки в катоде $C_к$ одного порядка с паразитной емкостью $C_а$ предварительного каскада. Это позволяет в указанном случае считать, что катодный повторитель практически не вносит искажения фронта импульса.

При большом сигнале возможно искажение заднего фронта импульса (см. § 3.3).

Заметим, что емкость $C_к$ включает кроме емкости нагрузки $C_н$ емкость монтажа $C_м$ и емкость катод—подогреватель $C_{кп}$. Порядок этой емкости $8 \div 10$ *пф* (см. приложение 6).

Рис. 5.27. Принципиальная схема катодного повторителя (вспомогательные цепи не показаны)

Коэффициент передачи $K_п = \dfrac{SR_к}{1 + SR_к}$.

Время установления $\tau_у = \dfrac{2{,}2\ C_к R_к}{1 + SR_к}$.

Добротность схемы $D = \dfrac{S}{2{,}2\ C_к}$.

Входное сопротивление $R_{вх} = \frac{R_c}{1 - \frac{SR_2}{1 + SR_к}}$.

Входная емкость $C_{вх} = C_м + \frac{C_{вх.л}}{1 + SR_к}$.

Схема 16 (рис. 5.28)

Катодный повторитель (нагрузка — согласованная на входе и выходе линия с волновым сопротивлением $Z_в > \frac{1}{S}$).

В усилителе, нагрузкой которого является кабельная линия, в качестве оконечного каскада применяется, как

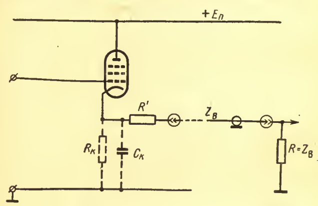


Рис. 5.28. Принципиальная схема катодного повторителя, нагруженного на кабельную линию с волновым сопротивлением $Z_в > \frac{1}{S}$, согласованную на входе и выходе (вспомогательные цепи не показаны)

правило, катодный повторнтель. Важно отметить, что во всех схемах, предусматрнвающнх прнсоединенне к катодному повторителю согласованной на выходе кабельной линнн, необходнмо параллельно входу линни включать резнстор. При его отсутствни, в случае отключення линин, возможен пробой участка катод — подогреватель. В рассматрнваемой схеме резистор $R_к$ с указанной целью можно включнть как левее, так н правее резистора R'. Один нз возможных способов прнсоеднненння резистора $R_к$ показан на рнс. 5.28 пунктнром. При выборе сопротивления резнстора $R_к$ более 30 $Z_в$ его прн расчете схемы можно не учитывать.

Коэффнцнент передачи $K_п = 0,5$.

Время установления $\tau_у = 1,1\ C_к\ Z_в$.

Входная емкость $C_{вх} = C_м + \frac{C_{вх.л}}{2SZ_в}$.

Согласованне на входе линии прн $Z_в > \frac{1}{S}$ в схеме 16 достигается выбором сопротнвления резистора R' исходя нз следующего условня: $\frac{1}{S} + R' = Z_в$ (условне согласовання на входе линин).

Согласованне лннни как на выходе, так и на входе улучшает стабнльность работы катодного повторнтеля. При нарушенни по какой-либо прнчине согласовання на конце линии в ней возннкает отраженная от нагрузки волна. Этот эффект дополняется появлением вторнчных отраженнй, если лнння не согласована с источннком снгнала. Поэтому, если можно ожндать (в процессе эксплуатацни уснлителя) нарушенний согласования на выходе лннни, то в этом случае желательно согласовать линню также на ее входе. При этом следует учитывать, что согласованне лнинии и на выходе и на входе связано с некоторым умень-

шением коэффициента передачи катодного повторителя. Если согласование на входе линии (включением R') в дополнение к согласованию на выходе не предполагается, то формулы для $K_п$ и $\tau_у$ совпадают с приведенными к схеме 15 (с заменой $R_к$ на $Z_в$).

Схема 17* (рис. 5.29)

Катодный повторитель (нагрузка—согласованная на входе и выходе линия с волновым сопротивлением $Z_в < \frac{1}{S}$)

Коэффициент передачи в данной схеме при согласовании на входе и выходе линии меньше 0,5.

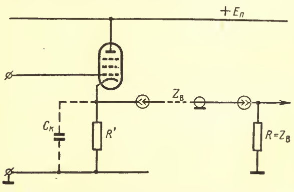


Рис. 5.29. Принципиальная схема катодного повторителя, нагруженного на кабельную линию с волновым сопротивлением $Z_в < \frac{1}{S}$, согласованную на входе и выходе (вспомогательные цепи не показаны)

* См. описание схемы 16.

Коэффициент передачи $K_п = \frac{SZ_в}{2}$.

Время установления $\tau_у = 1{,}1\ C_к Z_в$.

Согласующее сопротивление (из условия согласования на входе линии) $R' = \frac{Z_в}{1 - SZ_в}$.

Входная емкость $C_{вх} = C_м + C_{вх.л}\left(1 - \frac{SZ_в}{2}\right)$.

Схема 18* (рис. 5.30)

Катодный повторитель (нагрузка—согласованная на входе линия с волновым сопротивлением $Z_в < \frac{1}{S}$)

В данной схеме и в схеме 19 выполнено согласование на входе линии (см. § 3.3).

Коэффициент передачи $K_п = \frac{SR_к}{1 + SR_к}$.

Время установления $\tau_у = 2{,}2\ CZ_в$.

Согласующее сопротивление (из условия согласования на входе линии) $R_к = \frac{Z_в}{1 - SZ_в}$.

Входная емкость $C_{вх} = C_м + \frac{C_{вх.л}}{1 + SR_к}$.

По сравнению со схемами 16 и 17 схема 18 характеризуется несколько бо́льшим коэффициентом передачи и бо́льшим временем установления. Последнее, однако, не является существенным, поскольку время установления

---

* См. описание схемы 16.

катодного повторителя в большинстве случаев значительно меньше времени установления остальных каскадов усилителя.

В случае когда волновое сопротивление линии равно или больше $\frac{1}{S}$, следует воспользоваться схемой 19, задавшись сопротивлением резистора $R_к$.

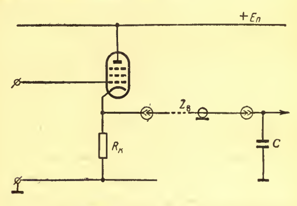


Рис. 5.30. Принципиальная схема катодного повторителя, нагруженного на кабельную линию с волновым сопротивлением $Z_в < \frac{1}{S}$, согласованную на входе (вспомогательные цепи не показаны)

Недостаток схемы 18 (это относится также и к схеме 19)— возможность нарушения согласования на входе линии при изменении по каким-либо причинам крутизны характеристики лампы (при изменении режима питания, смены лампы и пр.).

Схема 19* (рис. 5.31)

Катодный повторитель (нагрузка — согласованная на входе линия с волновым сопротивлением $Z_в > \frac{1}{S}$)

Коэффициент усиления, время установления и входная емкость определяются так же, как и в схеме 18.

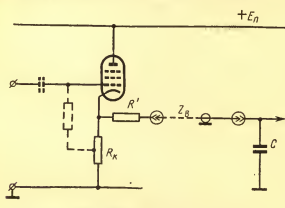


Рис. 5.31. Принципиальная схема катодного повторителя, нагруженного на кабельную линию с волновым сопротивлением $Z_в > \frac{1}{S}$, согласованную на входе (вспомогательные цепи не показаны)

Согласующее сопротивление (из условия согласования на входе линии)

$$R' = Z_в - \frac{R_к}{1 + SR_к}.$$

* См. описание схемы 18.

Сопротивление резистора $R_к$ следует выбрать из соображений требуемого напряжения смещения. Возможно, что соответствующий выбранному сопротивлению коэффициент передачи окажется существенно меньше единицы. В этом случае следует, задавшись $K_п = 0{,}8 \div 0{,}9$, определить новое значение $R_к$, напряжение смещения же снимать с части $R_к$ (см. пунктир). Очевидно, что при этом цепь в катоде необходимо выполнить из двух последовательно соединенных резисторов.

Схема 20 (рис. 5.32)

Схема плавной регулировки усиления на входе усилителя (в первом каскаде отрицательная обратная связь отсутствует)

Включение плавной регулировки усиления на входе усилителя допустимо, если внутреннее сопротивление источника сигнала $R_г$ достаточно мало, так как в этом случае сопротивление потенциометра $R_п$ возможно выбрать небольшим, порядка $10 \div 15 R_г$. При этом практически отсутствует шунтирование потенциометром источника сигнала (максимальный коэффициент передачи близок к единице) и время установления входной цепи может оказаться приемлемым. В ряде случаев из-за удобства установки плавного регулятора на входе усилителя уместно уменьшить сопротивление потенциометра $R_п$, т. е.

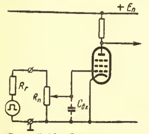


Рис. 5.32. Схема плавной регулировки усиления на входе усилителя (в первом каскаде отрицательная обратная связь отсутствует)

допустить некоторое уменьшение коэффициента передачи входной цепи.

Случай $R_п=R_г$ может иметь место, если источник сигнала соединяется с входом усилителя с помощью длинной линии. При этом с целью согласования сопротивление потенциометра специально выбирается равным волновому сопротивлению линии.

Максимальный коэффициент передачи входной цепи

$$K_{п\ max} = \frac{R_п}{R_г + R_п}.$$

Максимальное время установления при $R_п \leqslant R_г$

$$\tau_{у\ max} = 2{,}2\ \frac{R_г\ R_п}{R_г + R_п}\ C_{вх}.$$

Максимальное время установления при $R_п \geqslant R_г$

$$\tau_{у\ max} = 0{,}55\ (R_г + R_п)\ C_{вх}.$$

Входная емкость $C_{вх}=C_м+C_{вх.л}+C_п$, где $C_п$ — паразитная емкость потенциометра (имеет порядок 10 *пф*).

Время установления $\tau_у$ зависит от положения движка потенциометра. Выше приведено значение $\tau_у$ для наихудшего случая, когда оно максимально.

Схема 21* (рис. 5.33)

Схема плавной регулировки усиления на входе усилителя (в первом каскаде действует отрицательная обратная связь по току)

Формулы для максимального коэффициента передачи входной цепи, а также для максимального времени установления при $R_п \leqslant R_г$ и $R_п \geqslant R_г$ такие же, как у схемы 20.

* См. описание схемы 20.

Отлнчие состоит в определенин входной емкостн. Для схемы 21 входная емкость определяется выраженнем

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{м}} + C_{\text{п}} + \frac{C_{\text{вх.л}}}{1 + SR_{\text{к}}}.$$

Пояснення, приведенные к схеме 20, справедлнвы также для схемы 21.

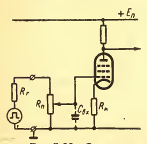


Рис.5.33. Схема плавной регулировки усилеиия иа входе усилителя (в первом каскаде действует отрицательиая обратиая связь по току)

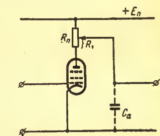


Рис. 5.34. Схема плавной регулировки усилеиия в аиодиой цепи лампы

Схема 22 (рис. 5.34)

Схема плавной регулировки усиления с потенциометром в цепи анода

Выбор сопротнвления потенцнометра $R_{\text{п}}$ в анодной цепн лампы пронзводнтся нз тех же соображений, что и выбор сопротивлення $R_{\text{а}}$ в аналогнчной схеме. Следует лишь учнтывать несколько бо̀льшую паразнтную емкость $C_{\text{а}}$, поскольку она включает также паразнтную емкость $C_{\text{п}}$ потенциометра $R_{\text{п}}$.

Максимальный коэффнциент уснления $K_{0max}=SR_п$.

Макснмальное время установлення $\tau_{ymax}=2{,}2\,R_пC_а$, где $C_а=C_м+C_п+C_{вых.л}+C_{вх.л}$.

Отметнм, что последовательно с $R_п$ между потенцнометром н источннком пнтання нельзя включать корректнрующую катушку индуктнвности, так как коэффнцнент коррекцин k (нмеется в виду параллельная схема коррекцин) будет в этом случае изменяться прн нзмененин положення двнжка потенцнометра. При уменьшеннн усилення, что соответствует уменьшению отношення $\frac{R_п-R_1}{R_п}$, возрастает коэффнцнент коррекцин k, вследствне чего может получнться недопустнмо большой выброс в переходной характернстнке.

Не следует прнменять регулнровку усилення включеннем потенцнометра вместо резнстора $R_а$ также в схемах, где нспользуется комплексная отрнцательная обратная связь по току, поскольку в этих схемах при большом ослабленнн снгнала $\left(\frac{R_п-R_1}{R_п}\ll 1\right)$ постоянная временн цепн катода $C_кR_к$ может оказаться заметно больше постоянной времени $(R_п-R_1)C_а$, что также приведет к соответствующему выбросу в переходной характеристике.

Схема 23 (рис. 5.35)

Схема плавной регулировки усиления в цепи катода (потенциометр непосредственно включен в цепь катода)

Приводнмая ннже формула для временн установления (τ_{ymax}) справедлнва в случае, когда можно пренебречь выходной емкостью катодного повторителя ($C_{кп}+C_{м2}$) по сравненню с емкостью C ($C=C_н+C_п+C_{м1}$).

Максимальный коэффициент передачи $K_{\text{п max}} = \frac{SR_{\text{п}}}{1+SR_{\text{п}}}$.

Максимальное время установления

$$\tau_{\text{у max}} = 0{,}55\left(\frac{1}{S} + R_{\text{п}}\right)(C_{\text{н}} + C_{\text{п}} + C_{\text{м1}})$$

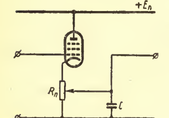


Рис. 5.35. Схема плавной регулировки усиления в цепи катода (потенциометр непосредственно включен в цепь катода)

Время установления при верхнем положении движка потенциометра определяется выражением

$$\tau_{\text{у}} = 2{,}2\frac{C_{\text{к}}\ R_{\text{п}}}{1+SR_{\text{п}}},$$

где $C_{\text{к}} = C_{\text{кп}} + C_{\text{м}} + C_{\text{п}} + C_{\text{н}}$ ($C_{\text{кп}}$ — емкость катод — подогреватель).

Недостатком схемы является то, что через потенциометр кроме переменной составляющей протекает также и постоянная составляющая катодного тока лампы. При выборе типа потенциометра необходимо учитывать допускаемую потенциометром мощность рассеивания.

Схема 24* (рис. 5.36)

Схема плавной регулировки усиления в цепи катода (потенциометр включен через разделительный конденсатор)

В данной схеме, в отличие от схемы 23, через потенциометр $R_{\text{п}}$ не протекает постоянная составляющая катодного тока лампы.

* См. описаиие схемы 23.

Максимальный коэффициент передачи $K_{\text{п max}} = \frac{SR_{\text{к}}^{'}}{1+SR_{\text{к}}^{'}}$.

Эквивалентное сопротивление $R_{\text{к}}^{'} = \frac{R_{\text{к}}\ R_{\text{п}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{п}}}$.

Максимальное время установления

$$\tau_{\text{у max}} = 0{,}55 \left[\frac{R_{\text{к}}}{1+SR_{\text{к}}} + R_{\text{п}}\right] C.$$

Так же как и в схеме 23, формула для $\tau_{\text{уmax}}$ справедлива при условии, что емкость $C=C_{\text{н}}+C_{\text{п}}+C_{\text{м1}}$ много больше выходной емкости катодного повторителя (емкость катод — подогреватель $C_{\text{к.п}}$ плюс емкость монтажа $C_{\text{м2}}$).

Входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{c}}}{1 - \frac{SR_{\text{к}}^{'}}{1+SR_{\text{к}}^{'}} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2}}.$$

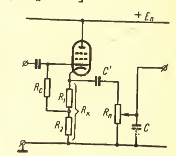


Рис. 5.36. Схема плавной регулировки усиления в цепи катода (потенциометр включен через разделительный конденсатор)

Входная емкость $C_{\text{вх}} \doteq C_{\text{м}} + \frac{C_{\text{вх.л}}}{1+SR_{\text{к}}^{'}}$.

Сопротивление $R_{\text{к}}$ должно быть выбрано так, чтобы при данном значении $R_{\text{п}}$ коэффициент передачи не снижался заметным образом. Обычно $R_{\text{к}} \geqslant 2 \div 3R_{\text{п}}$. Емкость конденсатора C' выбирается из соображений спада вершины импульса (см. п. 5.2.2).

Схема 25 (рис. 5.37)

Схема регулировки усиления изменением глубины отрицательной обратной связи по току (реостатный каскад)

Изменяя с помощью потенциометра глубину отрицательной обратной связи, в данной схеме можно осуществить изменение коэффициента усиления примерно в 3—6 раз.

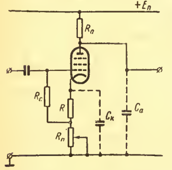


Рис. 5.37. Схема плавной регулировки усиления изменением глубины отрицательной обратной связи по току в реостатном каскаде

Максимальный коэффициент усиления $K_{0\,max} = \frac{SR_a}{1+SR}$.

Максимальное время установления $\tau_{y\,max} \approx 2{,}2 R_a C_a$.

Минимальное входное сопротивление $R_{вх\,min} = R_c$.

Максимальная входная емкость $C_{вх\,max} = C_м + \frac{C_{вх.л}}{1+SR}$.

Максимальное сопротивление потенциометра $R_п$ ограничивается наличием паразитной емкости $C_к$. Это значение $R_п$ определяется из условия равенства постоянных времени в цепях анода и катода (если $\tau_к > \tau_a$, то в переходной характеристике появляется выброс), т. е. сопротивление $R_п$ следует выбрать из условия

$$R_п \leqslant R_a \frac{C_a}{C_к} - R.$$

Коэффициент регулирования $K_р$ определяется отноше-

нием максимального коэффициента усиления к минимальному, т. е.

$$K_р = \frac{K_{0\,max}}{K_{0\,min}} = \frac{1 + S(R_п + R)}{1 + SR}.$$

Для увеличения $K_р$ усилителя можно осуществить регулировку усиления указанным способом в двух каскадах. Для удобства оператора потенциометры целесообразно конструктивно спарить, предусмотрев для них общую ось.

При данном способе регулировки усиления с уменьшением усиления улучшается качество воспроизведения сигнала (уменьшается время установления $\tau_у$).

Схема 26* (рис. 5.38)

Схема регулировки усиления изменением глубины отрицательной обратной связи по току (каскад с параллельной коррекцией)

Для данной схемы максимально допустимое сопротивление $R_п$ меньше, чем для схемы 25, из-за влияния корректирующей катушки индук-

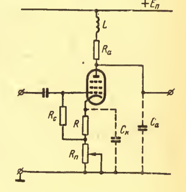


Рис. 5.38. Схема регулировки усиления изменением глубины отрицательной обратной связи по току в каскаде с параллельной коррекцией

* См. описание схем 4 и 25.

тивности L. Для схемы 26 условие выбора $R_п$ запишется в виде

$$R_п \leqslant 0{,}5R_а \frac{C_а}{C_к} - R.$$

Максимальный коэффициент усиления $K_{0\,max} = \frac{SR_а}{1+SR}$.
Максимальное время установления $\tau_{y\,max} \approx У R_а C_а$
Минимальное входное сопротивление $R_{вх\,min} = R_с$.
Максимальная входная емкость

$$C_{вх\,max} = C_м + \frac{C_{вх.л}}{1+SR}.$$

Коэффициент регулирования $K_р = \frac{1+S\,(R_п+R)}{1+SR}$.

$У$ и δ определяются так же, как и для схемы 4.

Схема 27 (рис. 5.39)

Схема ступенчатой регулировки усиления (первый вариант)

Схема представляет ступенчатый компенсированный регулятор усиления. Сопротивления резисторов и емкости конденсаторов регулятора выбираются из условия

$$R_1\,C_1 = R_2 C_2 = R_3 C_3 = \ldots = R_0 C_0.$$

Заметим, что C_1, C_2, ... включают емкость $C_{вх}$. При выполнении приведенного условия равенства постоянных времени делительных ячеек, а также в предположении, что $C_0 < C_{вх}$, время установления приближенно определяется формулой

$$\tau_у \approx 2{,}2\ R_г\ (C_0' + C_м).$$

Приведенная формула справедлива для всех положений делителя, если коэффициент деления $\leqslant \frac{1}{3}$.

При положении делителя 1 : 1 (первое положение) время установления

$$\tau_{у} = 2{,}2 R_{г} C_{вх}.$$

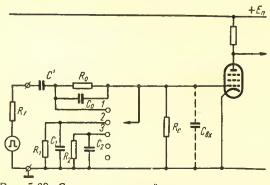


Рис. 5.39. Схема ступенчатой регулировки усиления (первый вариант)

Емкость C_0 складывается из емкости конденсатора C'_0 и параллельно действующей паразитной емкости монтажа. Емкость конденсатора C'_0 желательно выбирать возможно меньшей. Предел уменьшения определяется нестабильностью емкости C_0 из-за возможного изменения емкости монтажа. При этом отклонение емкости C_0 от расчетного значения приводит к нарушению записанного выше условия равенства постоянных времени делительных ячеек. Влияние возможных отклонений проявляется тем сильнее, чем меньше емкость конденсатора C'_0. Поэтому емкость C'_0 следует выбирать не меньше 4—5 *пф*.

При расчете регулировки усиления следует учесть паразитную емкость переключателя, которая имеет порядок 7—15 *пф* (удобно принять, что она является составляющей входной емкости $C_{вх}$).

Входное сопротивление при первом положении делителя определяется сопротивлением R_c, а при остальных положениях (при коэффициентах деления $\leqslant \frac{1}{3}$) — приближенно сопротивлением R_0. Сопротивления R_c и R_0 не должны превышать 1—2 *Мом*. Они выбираются исходя из указанного выше условия. Сопротивления резисторов R_1, R_2, ... рассчитываются исходя из заданных коэффициентов деления n_i по формулам

$$R_1 = R_0 \frac{n_1}{1 - n_1}; \; R_2 = R_0 \frac{n_2}{1 - n_2}; \ldots$$

Коэффициенты деления $n_1, n_2, \ldots$ представляют дробь, например $\frac{1}{3}$, $\frac{1}{10}$, $\frac{1}{30}$, ..., и выбираются исходя из диапазона входных напряжений, коэффициента регулирования плавной регулировки усиления (если такая предусматривается), а также с учетом специальных требований, предъявляемых к усилителю.

Приведенные выше формулы для R_1, R_2, ... справедливы для случая, когда $R_c \gg R_1$, R_2, ... Если сопротивление R_c оказывается соизмеримым с сопротивлениями R_1, R_2, ..., то следует пользоваться следующими формулами:

$$R_1 = \frac{R_c R_0 \frac{n_1}{1 - n_1}}{R_c - R_0 \frac{n_1}{1 - n_1}},$$

$$R_2 = \frac{R_c R_0 \dfrac{n_2}{1 - n_2}}{R_c - R_0 \dfrac{n_2}{1 - n_2}},$$

. . . .

. . . .

Конденсатор C' включается для разделения источника сигнала и входного каскада по постоянному току. Емкость конденсатора C' определяется исходя из допустимого спада вершины импульса. Предельное значение емкости конденсатора C', при котором емкость обкладок конденсатора C' относительно шасси еще не увеличивает заметно входной емкости, зависит от габаритов и конструкции конденсатора и имеет порядок долей и единиц микрофарад. Последнее замечание относится также ко всем переходным конденсаторам.

Схема 28* (рис. 5.40)

Схема ступенчатой регулировки усиления (второй вариант)

Расчет схемы 28 аналогичен расчету схемы 27. Схема 28 отличается тем, что каждый коэффициент деления имеет свои делительные ячейки, что удобно при наладке схемы, а также позволяет достигнуть большей точности деления. Конденсаторы C_{01}, C_{02}, ... удобно выполнять полупеременными.

---

* См. описание схемы 27.

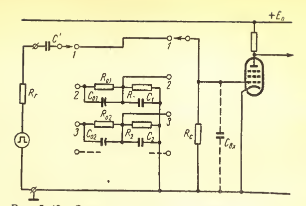


Рис. 5.40. Схема ступенчатой регулировки усиления (второй вариант)

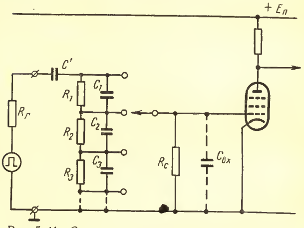


Рис. 5.41. Схема ступенчатой регулировки усиления (третий вариант)

Схема 29 (рис. 5.41)

Схема ступенчатой регулировки усиления (третий вариант)

Условие отсутствия искажений (условие компенсации) имеет вид

$$R_1C_1 = R_2C_2 = R_3C_3 = \ldots = R_c C_{вх}.$$

Схема 29 не имеет преимуществ перед схемами 27 и 28. В данной схеме одни и те же резисторы и конденсаторы определяют разные коэффициенты деления, что затрудняет их взаимную увязку.

5.2.2. РАСЧЕТ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

Вспомогательные цепи лампового усилителя обеспечивают: а) определенный режим работы каскадов усилителя (цепи смещения и цепи питания экранирующих сеток); б) связи усилителя с источником сигнала и с нагрузкой, а также связи между каскадами (цепи связи); в) уменьшение паразитных связей и коррекцию искажения плоской вершины импульса (фильтрующие цепи, одновременно служащие целям коррекции).

Выше перечислены основные назначения вспомогательных цепей. Цепи такого назначения имеются в каждом усилителе импульсных сигналов.

Вспомогательные цепи как цепи с большой постоянной времени вызывают искажение плоской вершины импульса. Элементы вспомогательных цепей (резисторы и конденсаторы) выбираются так, чтобы, с одной стороны, каждая цепь отвечала своему назначению и, с другой стороны, чтобы искажение плоской вершины импульса за счет этой цепи не было бы значительным.

Сопротивления резисторов, входящих во вспомогательные цепи, предполагаются известными из расчета режима работы каскадов. Напомним здесь, что, например, для схемы рис. 5.42 сопротивления резисторов $R_к$ и $R_э$ рассчитываются по формулам:

$$R_к = \frac{E_c}{I_{a0} + I_э}, \quad R_э = \frac{E_п - E_э}{I_э},$$

где E_c — напряжение смещения;
$I_э$ и $E_э$ — соответственно ток экранирующей сетки и напряжение на ней.

Сопротивление резистора R_c в цепи сетки лампы в большинстве случаев желательно выбрать по возможности большим. Однако оно не должно превышать предельно допустимого значения, которое указывается в справочнике для каждого типа лампы [32].

В специальных случаях, когда возможна перегрузка усилителя, сопротивление резистора R_c выбирается относительно малым*.

Сопротивление резистора $R_ф$ выбирается обычно таким, чтобы падение напряжения на нем не превышало бы $5 \div 10\%$ от напряжения источника анодного питания.

В описаниях схем, приводимых в этом разделе, указываются формулы для спада (подъема) плоской вершины импульса. При расчетах представляется удобным, ориентировочно выбрав конденсатор с той или иной номинальной емкостью (см. приложение 9), определить соответствующий

---

* При перегрузке, после прихода импульса большой амплитуды, усилитель на определенное время становится нечувствительным к сигналам на его входе. Это связано с тем, что один из переходных конденсаторов C_c зарядился до значительного напряжения, при котором соответствующая лампа на время, зависящее от постоянной времени C_cR_c, оказывается запертой.

спад (подъем) плоской вершиины импульса. Отметим, что спад плоской вершины импульса за счет отдельной цепи не должеи превышать, как правило, $1 \div 2\%$.

Пример расчета вспомогательиых цепей усилителя приводится в приложении 10.

Схема 1 (рис. 5.42)

К расчету вспомогательных цепей каскада с нагрузкой в анодной цепи (отрицательная обратная связь в каскаде отсутствует)

В даииой и в последующих схемах учтеиы лишь такие элементы, которые оказывают влияиие иа воспроизведеиие вершины импульса.

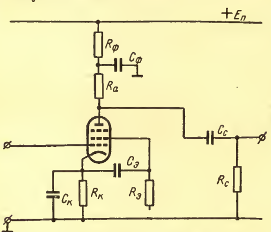


Рис. 5.42. Принципиальная схема реостатного каскада. На схеме показаны элементы вспомогательных цепей: $C_к$, $R_к$, $C_э$, $R_э$, $C_с$, $R_с$, $C_ф$ и $R_ф$

Спад плоской вершины импульса, возникающий из-за влияния цепей катода $C_к R_к$, экранирующей сетки $C_э R_э$ и связи $C_c R_c$, являющихся вспомогательными цепями каскада*, при длительности $\tau_и$ соответственно равен

$$\Delta_к = \frac{S \tau_и}{C_к} \quad \left(\text{при } R_к \gg \frac{\tau_и}{2C_к}\right)$$

$$\Delta_э = \frac{\tau_и}{C_э R_{iэ}} \quad \left(\text{при } R_э \gg \frac{\tau_и}{2C_э}\right),$$

$$\Delta_c = \frac{\tau_и}{C_c R_c}$$

В формулу спада вершины импульса по цепи экранирующей сетки для рассматриваемой схемы и для схем, приводимых далее, входит $R_{iэ}$ — внутреннее сопротивление участка лампы катод—экранирующая сетка, зависящее от типа лампы и режима ее работы. Значения $R_{iэ}$ для некоторых типов ламп при их использовании в типовом режиме указаны в табл. 5.3.

Таблица 5.3

Тип лампы	6Ж1П	6Ж2П	6Ж3П	6Ж5П	6Ж9П	6Ж11П	6К4П	6П1П	6П14П	6П15П	6П18П	6П9	6П3С
$R_{iэ}$, *ком*	15,0	6,0	31,5	12,5	14,5	5,0	12,5	3,0	13,6	9,5	7,5	11,5	21,2

Подъем плоской вершины импульса за счет корректирующей ячейки $C_ф R_ф$ определяется выражением

$$\Delta_ф = \frac{\tau_и}{C_ф R_а} \quad \left(\text{при } R_ф \gg \frac{\tau_и}{2C_ф}\right).$$

* К вспомогательным цепям относится также фильтрующая (корректирующая) цепочка $C_ф R_ф$.

Общий спад вершины импульса равен

$$\Delta = \Delta_{к} + \Delta_{э} + \Delta_{c} - \Delta_{ф}.$$

Если $\Delta < 0$, то это означает, что каскад характеризуется подъемом плоской вершины импульса.

Схема 2* (рис. 5.43)

К расчету вспомогательных цепей каскада с нагрузкой в анодной цепи (в каскаде действует отрицательная обратная связь по току)

Отрицательная обратная связь по току создается в каскаде через резистор R_1, который не шунтируется конденсатором большой емкости. Последовательно с резистором R_1 включена ячейка $C_к R_2$, которая используется для получения совместно с резистором R_1 необходимого смещающего напряжения на сетке лампы в тех случаях, когда падение напряжения только на резисторе R_1 оказывается недостаточным.

Искажение плоской вершины импульса, возникающее за счет действия отдельных цепей рассматриваемой схемы, рассчитывается по формулам:

$$\Delta_{к} = \frac{S \tau_{и}}{C_{к}} \quad \left(\text{при } R_2 \gg \frac{\tau_{и}}{2C_{к}}\right).$$

$$\Delta_{э} = \frac{\tau_{и}}{C_{э} R_{iэ} (1 + SR_1)} \quad \left(\text{при } R_{э} \gg \frac{\tau_{и}}{2C_{э}}\right),$$

$$\Delta_{c} = \frac{\tau_{и}}{C_{c} R_{c}},$$

$$\Delta_{ф} = \frac{\tau_{и}}{C_{ф} R_{a}} \quad \left(\text{при } R_{ф} \gg \frac{\tau_{и}}{2C_{ф}}\right).$$

* См. описание схемы 1.

Результирующее искажение плоской вершины импульса равно

$$\Delta = \Delta_к + \Delta_э + \Delta_с - \Delta_ф.$$

Все приведенные формулы для расчета искажения плоской вершины импульса сохраняют справедливость

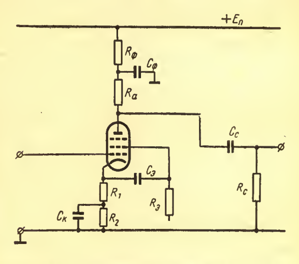


Рис. 5.43. Принципиальная схема реостатного каскада с отрицательной обратной связью по току

также в случае, когда ячейка $C_к R_2$ в цепи катода отсутствует ($R_2=0$). При этом $\Delta_к=0$.

Схема 3* (рис. 5.44)

К расчету вспомогательных цепей каскада с нагрузкой в анодной цепи (корректирующая ячейка включена в цепь сетки лампы следующего каскада)

В данной схеме значения спадов плоской вершины импульса $\Delta_к$ и $\Delta_э$ определяются так же, как в схеме 1 или 2 (если в каскад ввести отрицательную обратную связь по току).

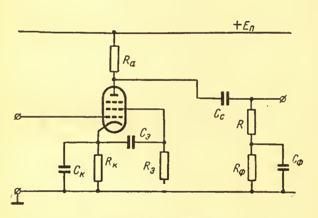


Рис. 5.44. Принципиальная схема реостатного каскада с корректирующей ячейкой в цепи сетки лампы следующего каскада (на схеме следующий за данным каскад не показан)

* См. описание схем 1 и 2.

Искажение плоской вершины импульса Δ', вызванное совместным влиянием элементов $R_а$, $C_с$, R и $C_ф$, равно

$$\Delta' = \left(\frac{C_ф\, R - C_с\, R_а}{C_ф\, R + C_ф\, R_а}\right)\frac{\tau_и}{C_с\, R}.$$

Формула для Δ' справедлива при условии $R_ф \gg R$ и $C_ф R_ф \gg C_с R$. Порядок сопротивления резистора $R_ф$ — сотни килоом. Порядок сопротивления резистора R — сотни ом и килоомы.

Укажем, что вместо резистора R недопустимо включить потенциометр для регулировки усиления, так как в этом случае искажение плоской вершины импульса будет зависеть от положения движка потенциометра. При уменьшении усиления плоская вершина импульса будет испытывать подъем тем больший, чем большее ослабление коэффициента усиления будет допущено. Изложенное справедливо также для приведенных выше схем 1 и 2, где не следует включать потенциометр регулировки усиления последовательно с корректирующей ячейкой вместо резистора $R_а$.

Общий спад плоской вершины импульса, обусловленный действием всех цепей, равен

$$\Delta = \Delta_к + \Delta_э + \Delta'.$$

Следует отметить, что Δ может иметь знак «—», что означает подъем плоской вершины импульса. Очевидно, что это может быть в случае, если $\Delta' < 0$ и $|\Delta'| > \Delta_к + \Delta_э$. Укажем также, что в схеме 3 сопротивление резистора R в большинстве случаев оказывается соизмеримым с сопротивлением резистора $R_а$ и, следовательно, сопротивление в анодной цепи лампы для переменного тока $R_\sim = \frac{R\ R_а}{R + R_а}$, что следует учитывать при расчете коэффициента усиления и времени установления каскада (см. п. 5.2.1.).

Схема 4 (рис. 5.45)

Катодный повторитель на триоде

В схеме рис. 5.45 отсутствуют цепи с большой постоянной времени, поэтому схема не вносит искажения плоской вершины импульса, т. е. $\Delta=0$.

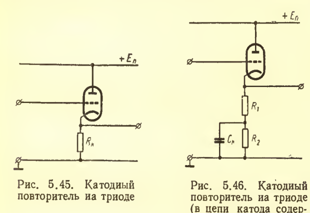


Рис. 5.45. Катодиый повторитель иа триоде

Рис. 5.46. Катодиый повторитель иа триоде (в цепи катода содержится ячейка $C_к R_2$)

Схема 5 (рис. 5.46)

Катодный повторитель на триоде с ячейкой $C_к R_2$ в цепи катода

В случаях когда не представляется возможным по какой-либо причине увеличить сопротивление резистора в цепи катода с тем, чтобы получить необходимое напряжение смещения на сетке лампы (например, если резистор в

цепи катода используется в качестве согласующего элемента и его сопротивление строго фиксировано), в цепь катода последовательно с резистором R_1 вводится ячейка $C_к R_2$.

Схема 5 дает подъем плоской вершины импульса за счет ячейки $C_к R_2$, который определяется выражением

$$\Delta = \frac{\tau_и}{C_к R_1 (1 + SR_1)} \quad \left(\text{при } R_2 \gg \frac{\tau_и}{2C_к}\right).$$

Схема 6* (рис. 5.47)

Катодный повторитель на пентоде

Спад плоской вершины импульса в схеме 6 возникает только за счет влияния цепи экранирующей сетки и рассчитывается по формуле

$$\Delta = \frac{\tau_и}{C_э R_{iэ} (1 + SR_к)} \quad \left(\text{при } R_э \gg \frac{\tau_и}{2C_э}\right).$$

Рис. 5.47. Катодный повторитель на пентоде

Важно отметить, что по переменному току резистор $R_э$ цепи экранирующей сетки действует параллельно резистору $R_к$ $\left(R_\sim = \frac{R_к R_э}{R_к + R_э}\right)$. Если сопротивление резистора $R_э$ соизмеримо с сопротивлением резистора $R_к$, то это следует учесть при расчете коэффициента усиления и времени установления катодного повторителя (см. п. 5.2.1). Приведенное замечание касается также схемы 7.

* См. описание схемы 1.

Схема 7* (рис. 5.48)

Катодный повторитель на пентоде с ячейкой $C_к R_2$ в цепи катода

В схеме 7 искажение плоской вершины импульса обусловливают цепи экранирующей сетки и катода. Спад плоской вершины импульса за счет цепи экранирующей сетки определяется выражением

$$\Delta_э = \frac{\tau_и}{C_э R_{iэ}(1+SR_1)} \quad \left(\text{при } R_э \gg \frac{\tau_и}{2C_э}\right).$$

Подъем плоской вершины импульса за счет цепи катода находится по формуле

$$\Delta_к = \frac{\tau_и}{C_к R_1 (1+SR_1)} \quad \left(\text{при } R_2 \gg \frac{\tau_и}{2C_к}\right).$$

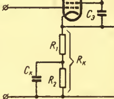


Рис. 5.48. Катодный повторитель на пентоде. В цепи катода содержится ячейка $C_к R_2$

Результирующее искажение плоской вершины импульса равно

$$\Delta = \Delta_э - \Delta_к.$$

В зависимости от соотношения $\Delta_э$ и $\Delta_к$ в схеме возможен как подъем, так и спад плоской вершины импульса.

* См. описания схем 1, 5, 6.

Схема 8 (рис. 5.49)

Схема регулировки усиления в цепи катода

В схеме 8 спад плоской вершины импульса не зависит от положения движка потенциометра.

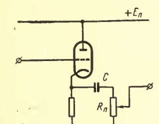


Рис. 5.49. Схема регулировки усиления с потенциометром в цепи катода

Спад плоской вершины импульса определяется выражением

$$\Delta \approx \frac{\tau_и}{C\left(\frac{1}{S} + R_п\right)}.$$

Конденсатор C может быть выбран значительной емкости при малых размерах, поскольку он находится под сравнительно небольшим напряжением. Это следует иметь в виду в связи с тем, что сопротивление потенциометра $R_п$ нельзя взять большим, если учесть, что при увеличении сопротивления $R_п$ возрастает время установления (см. п.5.2.1, схема 24).

§ 5.3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ КАСКАДЫ

5.3.1. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ КАСКАДОВ

Схема 1 (рис. 5.50, 5.51)

Реостатный каскад (нагрузка $C_н$ или $C_н$ и $R_н$)

Некорректированный реостатный каскад широко применяется в импульсных усилителях благодаря простоте схемы и отсутствию выброса в переходной характеристике.

Его недостаток — меньшая добротность по сравнению с каскадами, в которых имеется высокочастотная схема коррекции.

Приводимые ниже формулы могут быть использованы при расчете выходного каскада усилителя, если его нагрузкой является емкость $C_н$ или емкость и сопротивление ($C_н$ и $R_н$).

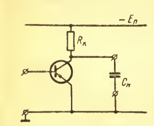


Рис. 5.50. Принципиальиая схема реостатного каскада, иагруженного на емкость $C_н$ (вспомогательные цепи не показаны)

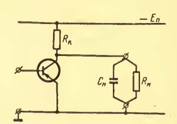


Рис. 5.51. Принципиальная схема реостатиого каскада, нагруженного на активиое сопротивление $R_н$ и емкость $C_н$ (вспомогательные цепи ие показаны)

Формулы для расчета предварительного реостатного каскада, нагрузкой которого является транзисторный же каскад, отличаются от формул, приводимых к схеме 1, в связи с чем расчет такого каскада рассматривается отдельно (см. схему 3).

Коэффициент усиления $K_0 = g_{21} R_0$.

Эквивалентное сопротивление $R_0 = \frac{R_к}{1 + g_{22} R_к}$ (для схемы рис. 5.50);

$R_0 = \frac{1}{\frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_н} + g_{22}}$ (для схемы рис. 5.51).

Время установления $\tau_у = 2{,}2\,\tau_э$.

Эквивалентная постоянная времени $\tau_э = \tau_i + \tau_н + \tau$.

Постоянные времени $\tau_i = (1 + g_{21} r_б)\, C_к R_0$, $\tau_н = C_н R_0$.

Добротность схемы

$$D = \frac{g_{21}}{2{,}2\left[(1 + g_{21}\, r_б)\, C_к + C_н + \frac{\tau}{R_0}\right]}.$$

Переходная характеристика $h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_э}}$.

Формулы для времени установления $\tau_у$, добротности схемы D и переходной характеристики $h(t)$ справедливы при условии $\tau_н < \frac{\tau_э^2}{20\tau}$. Если приведенное условие не соблюдается, то расчет по формуле $\tau_у = 2{,}2\tau_э$ дает несколько преувеличенное значение $\tau_у$. Для расчета времени установления, добротности и переходной характеристики в этом случае следует воспользоваться формулами:

$$\tau_у = 2{,}2\,\tau_э \sqrt{1 - \frac{2\tau\tau_н}{\tau_э^2}}; \quad D = \frac{g_{21}\, R_0}{2{,}2\sqrt{\tau_э^2 - 2\tau\tau_н}};$$

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\sqrt{\tau_э^2 - 2\tau\tau_н}}}.$$

Процесс в схеме остается апериодическим и монотонным независимо от значения постоянной времени $\tau_н$.

Нагрузка, испытываемая источником сигнала (в частности, предшествующим каскадом), определяется харак-

тером комплексного входного сопротивления транзисторного каскада, которое в общем случае не может быть представлено независящими от частоты входным активным сопротивлением и входной емкостью. С некоторым приближением при малом активном сопротивлении в цепи коллектора можно считать, что входная цепь, нагружающая источник сигнала, представляется эквивалентной схемой рис. 5.52.

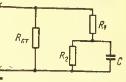


Рис. 5.52. Эквивалентная схема входной цепи

Для рассматриваемой схемы 1, а также для ряда схем, описываемых далее, где транзистор включен по схеме с общим эмиттером при большой постоянной времени $C_э R_э$, значения элементов эквивалентной схемы входной цепи определяются формулами:

$$R_1 = \frac{r_б}{1 + \frac{K_0 C_к r_б}{\tau}}, \quad R_2 = \frac{1}{g_{11}} - R_1,$$

$$C = \frac{\tau}{g_{11} r_б R_2} + \frac{K_0 C_к}{g_{11} R_2}.$$

При $r_б \ll \frac{1}{g_{11}}$ влиянием сопротивления R_1 можно пренебречь. Тогда для входного сопротивления получим

$$R_{вх} = \frac{R_{ст}}{1 + g_{11} R_{ст}},$$

где $R_{ст}$ — входное сопротивление схемы стабилизации (см. гл. 2).

Входная емкость $\left(\text{при } r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right)$

$$C_{вх} = \frac{\tau}{r_б} + K_0 C_к.$$

Нагрузка из параллельно действующих сопротивления и емкости является часто встречающимся видом нагрузки выходного каскада усилителя. В частности, нагрузка указанного вида, как правило, имеет место при соединении транзисторного усилителя с ламповой схемой.

При работе на емкость сопротивление резистора в цепи коллектора может быть при проектировании выбрано достаточно большим, если, разумеется, требуемая длительность фронта нарастания импульса не слишком мала, а также обеспечивается выбранное положение рабочей точки. Имея это в виду, в формуле для эквивалентного сопротивления R_0 учитывается влияние низкочастотного параметра g_{22}. При малом сопротивлении $R_к$ влиянием g_{22} можно пренебречь (в этом случае $R_0 = R_к$). Приведенное замечание, касающееся степени влияния параметра g_{22}, относится также к следующей схеме 2.

Схема 2* (рис. 5.53)

Каскад с параллельной коррекцией (нагрузка $C_н$)

В отличие от схемы 1 схема 2 позволяет при том же коэффициенте усиления получить значительно меньшее время нарастания фронта импульса, т. е. схема 2 характеризуется более высокой по сравнению со схемой 1 добротностью (примерно на 50—60%). При этом добротность сравнительно слабо зависит от эквивалентного сопротивления R_0.

* См. описание схемы 1.

Каскад с параллельной коррекцией широко используется в импульсных усилителях ввиду простоты схемы и легкости ее регулировки.

Коэффициент усиления $K_0 = g_{21} R_0$.

Эквивалентное сопротивление $R_0 = \frac{R}{1 + g_{22} R}$.

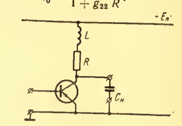


Рис. 5.53. Принципиальная схема реостатного каскада с параллельной коррекцией, нагруженного на емкость $C_н$ (вспомогательные цепи не показаны)

Выброс

$$\delta = \sqrt{1 - ab + b^2}\, e^{-\frac{b}{\sqrt{4-b^2}}\left(\pi - \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{4-b^2}}{2-ab}\right)}.$$

Время установления $\tau_у = У \tau_э''' \tau$.

Добротность схемы $D = \frac{g_{21} R_0}{У \tau_э''' \tau}$.

Коэффициенты $a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''}$, $b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}$.

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\tau_э' = \frac{\tau_L}{\tau},$$

$$\tau_э'' = g_{22} R_0 \left(1 + \frac{\tau_L}{\tau}\right) + \frac{R_0}{R} + \frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_l}{\tau},$$

$$\tau_э''' = \sqrt{g_{22} R_0 \frac{\tau_L}{\tau} + \frac{\tau_l}{\tau}\left(\frac{1}{1 + g_{21} r_б} + \frac{\tau_L}{\tau}\right) + \frac{\tau_н}{\tau}\left(1 + \frac{\tau_L}{\tau}\right)}.$$

Постоянные времени

$$\tau_i = (1 + g_{21}\ r_б)C_к R_0; \quad \tau_н = C_н R_0;\ \tau_L = \frac{L}{R}.$$

Индуктивность корректирующей катушки $L = R\tau_L$.

Входное сопротивление $\left(\text{при } r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right)$

$$R_{вх} = \frac{R_{ст}}{1 + g_{11}\ R_{ст}}.$$

Входная емкость $\left(\text{при } r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right) C_{вх} = \frac{\tau}{r_б} + K_0\ C_к.$

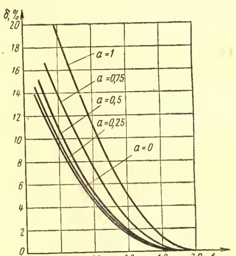


Рис. 5.54. Зависимость выброса δ от коэффициента b при разных коэффициентах a

Выброс δ можно определить также из графика рис. 5.54. Указания, касающиеся определения обобщенного времени установления $\mathcal{Y}$, даются далее.

Ниже приводятся представленные в обобщенном виде выражения переходных характеристик для апериодического и колебательного процессов установления, а также формулы и графики, связанные с определением обобщенного времени установления $\mathcal{Y}$ и выброса δ в разных случаях. Переходные характеристики, формулы и графики справедливы для рассматриваемой схемы, а также и для ряда других схем, где имеются соответствующие ссылки.

Апериодический процесс установления имеет место при $b \geqslant 2$, а колебательный — при $b < 2$.

Переходная характеристика при $b > 2$

$$h\ (t') = 1 - \frac{1-\alpha}{1-\alpha^2}\ e^{-\alpha t'} + \frac{\alpha(\alpha - a)}{1-\alpha^2}\ e^{-\frac{t'}{\alpha}},$$

где
$$\alpha = \frac{b}{2} + \sqrt{\frac{b^2}{4} - 1}.$$

Переходная характеристика при $b = 2$

$$h\ (t') = 1 - (1 + t' - at')\ e^{-t'}.$$

Переходная характеристика при $b < 2$

$$h\ (t') = 1 - \frac{e^{-\frac{bt'}{2}} \sin\left(\frac{1}{2}\sqrt{4-b^2}\,t' - \psi\right)}{\sin\psi},$$

где
$$\psi = \operatorname{arctg}\ \frac{\sqrt{4-b^2}}{2a-b}.$$

Переходные характеристики представлены в функции обобщенного времени t', определяемого формулой

$$t' = \frac{t}{\tau\tau_э'''}.$$

Коэффициенты a и b, как указывалось выше, соответственно равны: $a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''}$, $b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}$, причем безразмерные эквивалентные постоянные времени $\tau_э'$, $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ зависят от данных схемы и для каждой схемы имеют свои выражения, указываемые в описаниях.

Монотонный процесс имеет место при $b \geqslant 2$ и

$$a\,\frac{b - \sqrt{b^2 - 4}}{2} \leqslant 1.$$

При монотонном процессе установления обобщенное время установления $У$ можно приближенно рассчитать по формуле

$$У = 2{,}2\sqrt{b^2 - a^2 - 2}. \qquad (**)$$

При колебательном процессе установления обобщенное время установления $У$ определяется с помощью графика рис. 5.55. Выброс δ определяется с помощью графика рис. 5.54 или рассчитывается по приведенной выше формуле.

Можно рекомендовать следующий порядок расчета схемы с параллельной коррекцией (другие схемы, для которых справедливы настоящие формулы и графики, рассчитываются аналогично):

1. Исходя из коэффициента усиления определяется эквивалентное сопротивление R_0.

2. Находятся постоянные времени τ_l и $\tau_н$.

3. По допустимому выбросу с помощью графика рис. 5.54 примерно определяется коэффициент b (коэффициент a оказывает слабое влияние, обычно a заметно меньше единицы). В случае если нельзя допустить выброса в переходной характеристике, коэффициент b принимается равным 2.

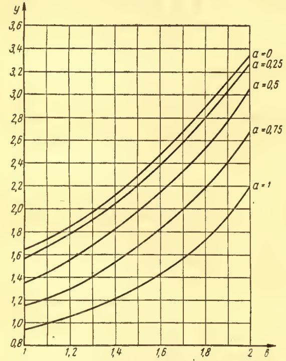


Рис. 5.55. Зависимость обобщенного времени установления $У$ от коэффициента b при разных коэффициентах a

При этом должно выполняться неравенство $a \leqslant 1$ — условие монотонного процесса установления при $b = 2$.

4. Имея в виду, что $b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}$, и подставляя известные величины в уравнение $\tau_э'' = b\tau_э'''$, решают его относительно $\frac{\tau_L}{\tau}$.

5. Определяют безразмерные эквивалентные постоянные времени $\tau_э''$, $\tau_э'''$ и далее коэффициент a; затем по графику или формуле уточняется значение выброса δ.

6. По графику рис. 5.55 (при $b<2$) или по формуле (**) для случая монотонного процесса определяется $У$ и далее время установления $\tau_у$.

7. По найденному эквивалентному сопротивлению R_0 определяется сопротивление резистора R в цепи коллектора. При $g_{22}R_0 \ll 1$ можно принять $R = R_0$.

8. Рассчитывается индуктивность корректирующей катушки

$$L = \left(\frac{\tau_L}{\tau}\right) \tau R.$$

Указанный порядок расчета не является единственно возможным. Допустимо, например, воспользоваться также порядком расчета, который приведен в описании к схеме 4. При использовании последнего отпадает необходимость в решении уравнения относительно $\frac{\tau_L}{\tau}$ (пункт 4), однако, поскольку во втором варианте порядка расчета значение выброса на является исходной величиной, расчет приходится повторять при других исходных значениях $\frac{\tau_L}{\tau}$ (процедура его не сложна) до получения приемлемой величины выброса δ.

Схема 3* (рис. 5.56)

Реостатный каскад (нагрузка—такой же каскад)

Достоинство схемы 3 — простота, отсутствие выброса в переходной характеристике, возможность компактного выполнения усилителя из реостатных каскадов. При возможных изменениях параметров транзистора в рабочей точке (например, при изменении режима или при смене транзистора) в схеме сохраняется монотонный характер процесса установления.

Недостаток схемы — заметно меньшая добротность (по сравнению со схемами, имеющими цепи высокочастотной коррекции). Поэтому схему 3 нецелесообразно использовать в усилителе с большим коэффициентом усиления, если требуется достаточно малое время установления фронта усиливаемых импульсов.

Рис. 5.56. Принципиальная схема реостатного каскада, нагруженного на входное сопротивление $\dot{Z}_{вх}$ следующего каскада (вспомогательные цепи не показаны)

На рис. 5.56 сопротивление $\dot{Z}_{вх}$, являющееся нагрузкой каскада, представляет входное сопротивление следующего каскада с учетом его схемы стабилизации.

Коэффициент усиления $K_0 = g_{21} R_0$.

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{\frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_{ст}} + g_{11}}.$$

* См. описание схемы 1.

Время установления $\tau_у = 2{,}2\tau_э$.
Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_i + \tau_s + \tau\left(1 - g_{11} R_0 + \frac{R_0}{r_б}\right).$$

Постоянные времени $\tau_i = (1 + g_{21} r_б) C_к R_0$, $\tau_s = K_0 C_к R_0$.
Добротность схемы

$$D \approx \frac{g_{21}}{2{,}2\left[(1 + g_{21} r_б) C_к + 2\sqrt{g_{21} C_к \tau} - g_{11}\tau + \frac{\tau}{r_б}\right]}.$$

Переходная характеристика $h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_э}}$.

Входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{R_{ст}}{1 + g_{11} R_{ст}} \left(\text{при } r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right).$$

Входная емкость

$$C_{вх} = \frac{\tau}{r_б} + K_0 C_к \left(\text{при } r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right).$$

Следует отметить, что выбор большего или меньшего (в рамках добротности схемы) коэффициента усиления и соответствующего ему времени установления фронта импульса в транзисторном каскаде носит ограниченный характер независимо от того, применяется или нет в каскаде схема высокочастотной коррекции. Максимальный коэффициент усиления реостатного предварительного каскада зависит от входной проводимости следующего каскада и всегда меньше значения $\frac{g_{21}}{g_{11}}$.

В отличие от лампового реостатного предварительного каскада, в котором коэффициент усиления прямо пропорционален сопротивлению резистора R_a в анодной цепи лампы, в транзисторном реостатном каскаде коэффициент усиления сравнительно слабо зависит от сопротивления резистора $R_к$, если оно заметно больше $\frac{1}{g_{11}}$, где g_{11} — низкочастотный параметр транзистора следующего каскада.

Пример 5.4. Рассчитать основные параметры реостатного каскада предварительного усиления на транзисторе П403 исходя из данных, полученных в примере 4.1 (коэффициент усиления некорректированного реостатного каскада $K_0=11{,}5$, время установления $\tau_у=0{,}093$ *мксек*). Предполагается, что следующий каскад такой же. Входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки $R_{ст}=2500$ *ом*. Параметры транзистора П403 в рабочей точке (см. приложение 2): $g_{21}=80$ *ма/в*, $g_{11}=0{,}0015$ *сим*, $r_б=40$ *ом*, $C_к=5$ *пф*, $\tau=0{,}007$ *мксек*.

Исходя из формулы коэффициента усиления, определяем эквивалентное сопротивление R_0 :

$$R_0=\frac{K_0}{g_{21}}=\frac{11{,}5}{80\cdot10^{-3}}=144 \text{ ом}.$$

Находим постоянные времени τ_i и τ_s :

$$\tau_i=(1+g_{21}r_б)C_кR_0=(1+80\cdot10^{-3}\cdot40)\ 5\cdot10^{-12}\cdot144\cdot10^6\approx \approx 0{,}003 \text{ мксек},$$

$$\tau_s=K_0C_кR_0=11{,}5\cdot5\cdot10^{-12}\cdot144\cdot10^6\approx0{,}0083 \text{ мксек}.$$

Определяем эквивалентную постоянную времени $\tau_э$:

$$\tau_э=\tau_i+\tau_s+\tau\left(1-g_{11}R_0+\frac{R_0}{r_б}\right)=0{,}003+0{,}0083+ +0{,}007\left(1-0{,}0015\cdot144+\frac{144}{40}\right)\approx0{,}042 \text{ мксек}.$$

Определяем время установления $\tau_у$:

$$\tau_у = 2{,}2\tau_э = 2{,}2 \cdot 0{,}042 \approx 0{,}092 \text{ мксек.}$$

Рассчитываем сопротивление резистора $R_к$, воспользовавшись формулой эквивалентного сопротивления R_0:

$$R_к = \frac{1}{\frac{1}{R_0} - \frac{1}{R_{ст}} - g_{11}} = \frac{1}{\frac{1}{144} - \frac{1}{2500} - 0{,}0015} = 196 \text{ ом}$$

(ближайший номинал 200 *ом*).

Как следует из проведенного расчета схемы, время установления фронта импульса практически совпадает с заданным значением.

Схема 4* (рис. 5.57)

Каскад с параллельной коррекцией (нагрузка—такой же каскад)

Схема с параллельной коррекцией принадлежит к числу наиболее распространенных схем, используемых в импульсных усилителях. Достоинствами схемы являются ее простота и легкость наладки, а также заметно бо̀льшая, чем у некоррек-

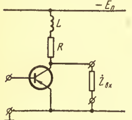


Рис. 5.57. Принципиальная схема каскада с параллельной коррекцией, нагруженного на входное сопротивление $\dot{Z}_{вх}$ следующего каскада (вспомогательные цепи не показаны)

* См. описания схем 1, 2 и 3.

тированной схемы добротность (примерно на 50—60%).

К недостатку схемы следует отнести зависимость формы переходного процесса от режима работы и от изменения параметров транзистора в рабочей точке по разным причинам (например, при замене транзистора). Изменение параметров транзистора или режима может привести, в частности, к появлению или увеличению выброса.

Коэффициент усиления $K_0 = g_{21} R_0$.

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_{11} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{ст}}}.$$

Время установления $\tau_у = У \tau_э''' \tau$.

Добротность схемы $D = \frac{g_{21} R_0}{У \tau_э''' \tau}$.

Безразмерные эквивалентные постоянные времени

$$\tau_э' = \frac{\tau_L}{\tau},$$

$$\tau_э'' = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{R} + \frac{R_0}{r_б} + \frac{\tau_L}{\tau} \left(g_{11} R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}} \right),$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_L}{\tau} \left(\frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{r_б} \right)}.$$

Постоянные времени

$$\tau_i = (1 + g_{21} r_б) C_к R_0, \quad \tau_s = K_0 C_к R_0, \quad \tau_L = \frac{L}{R}.$$

Коэффициенты $a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''}$, $b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}$.

Корректирующая индуктивность $L = R \tau_L$.

Входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{R_{ст}}{1 + g_{11} R_{ст}} \quad \left(\text{при } r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right).$$

Входная емкость

$$C_{вх} = \frac{\tau}{r_б} + K_0 C_к \quad \left(\text{при } r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right).$$

Определение выброса δ и обобщенного времени установления $У$ производится по формулам и графикам, которые приведены к схеме 2.

Можно предложить следующий порядок расчета схемы 4:

1. Исходя из требуемого коэффициента усиления, определяется эквивалентное сопротивление R_0 и далее сопротивление резистора R. Если R_0 оказалось больше $\frac{1}{g_{11}}$, то следует задаться другим, меньшим коэффициентом усиления.

2. Задавшись отношением постоянных времени корректирующей цепи и транзистора $\frac{\tau_L}{\tau}$ и определив τ_i и τ_s, находят безразмерные эквивалентные постоянные времени $\tau_э'$, $\tau_э''$ и $\tau_э'''$, а также коэффициенты a и b.

3. По коэффициентам a и b, по графикам или по формулам (см. описание к схеме 2) определяют выброс δ и обобщенное время установления $У$. Если выброс или обобщенное время установления оказалось неприемлемым, то следует задаться другим отношением $\frac{\tau_L}{\tau}$ и повторить расчет.

4. Используя полученное значение $У$, находят время установления $\tau_у$.

5. Определяется корректирующая индуктивность L.

Возможен и другой порядок расчета, обратный приведенному, который исходит из значения допустимого выброса (см. порядок расчета, указанный в описании к схеме 2).

Пример 5.5. Рассчитать основные параметры каскада предварительного усиления с параллельной схемой коррекции на транзисторе П403 исходя из данных, полученных в примере 4.1 (коэффициент усиления корректированного реостатного каскада $K_0=16$, время установления $\tau_у=0{,}093$ *мксек*). Предполагается, что следующий каскад такой же. Входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки $R_{ст}=2500$ *ом*. Параметры транзистора П403 в рабочей точке (см. приложение 2): $g_{21}=80$ *ма/в*, $g_{11}=0{,}0015$ *сим*, $r_б=40$ *ом*, $C_к=5$ *пф*, $\tau=0{,}007$ *мксек*. Выброс в переходной характеристике каскада не должен превышать 3%.

Исходя из выражения коэффициента усиления, находим эквивалентное сопротивление R_0:

$$R_0=\frac{K_0}{g_{21}}=\frac{16}{80\cdot10^{-3}}=200 \text{ ом}.$$

Рассчитываем сопротивление резистора R, воспользовавшись формулой эквивалентного сопротивления R_0:

$$R=\frac{1}{\frac{1}{R_0}-\frac{1}{R_{ст}}-g_{11}}=\frac{1}{\frac{1}{200}-\frac{1}{2500}-0{,}0015}=322 \text{ ом}$$

(ближайший номинал 330 *ом*).

Определяем постоянные времени τ_l и τ_s и далее отношения $\frac{\tau_l}{\tau}$ и $\frac{\tau_s}{\tau}$:

$$\tau_l=(1+g_{21}r_б)\,C_кR_0=(1+80\cdot10^{-3}\cdot40)\,5\cdot10^{-12}\times$$
$$\times\,200\cdot10^6=0{,}0042 \text{ мксек};$$

$$\tau_s = K_0 C_к R_0 = 16 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 200 \cdot 10^6 = 0{,}016 \text{ мксек};$$

$$\frac{\tau_l}{\tau} = \frac{0{,}0042}{0{,}007} = 0{,}6, \quad \frac{\tau_s}{\tau} = \frac{0{,}016}{0{,}007} \approx 2{,}3.$$

Задаваясь ориентировочно отношением $\frac{\tau_L}{\tau}$, равным двум (т. е. $\tau_э' = 2$), последовательно определяем эквивалентные постоянные времени $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ и коэффициенты a и b:

$$\tau_э'' = \frac{\tau_l}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{\tau_L}{\tau}\left(g_{11} R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}}\right) + \\ + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{R} + \frac{R_0}{r_б} = 0{,}6 + 2{,}3 + 2 \times \\ \times \left(0{,}0015 \cdot 200 + \frac{200}{2500}\right) + \frac{200}{2500} + \frac{200}{330} + \frac{200}{40} = 9{,}35;$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_L}{\tau}\left(\frac{\tau_l}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{r_б}\right)} = \\ = \sqrt{2\left(0{,}6 + 2{,}3 + \frac{200}{2500} + \frac{200}{40}\right)} \approx 4;$$

$$a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''} = \frac{2}{4} = 0{,}5; \quad b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''} = \frac{9{,}35}{4} = 2{,}34.$$

Коэффициент b получился больше 2, что соответствует апериодическому характеру процесса установления. Проверим, будет ли процесс установления монотонным:

$$a\,\frac{b - \sqrt{b^2 - 4}}{2} = 0{,}5\,\frac{2{,}34 - \sqrt{2{,}34^2 - 4}}{2} = 0{,}28 < 1.$$

Так как условие монотонности процесса выполняется, то обобщенное время установления рассчитываем по формуле, которая соответствует этому случаю:

$$У = 2,2 \sqrt{b^2 - a^2 - 2} = 2,2 \sqrt{2,34^2 - 0,5^2 - 2} = 3,96$$

Далее находим время установления $\tau_у$:

$$\tau_у = У \tau_э''' \tau = 3,96 \cdot 4 \cdot 0,007 \approx 0,11 \text{ мксек.}$$

Время установления оказалось больше требуемого значения. Поэтому задаемся другим, бо́льшим отношением $\frac{\tau_L}{\tau}$. Принимаем $\tau_э' = \frac{\tau_L}{\tau} = 4$. Повторяя вычисления $\tau_э''$, $\tau_э'''$, a и b, получим

$$\tau_э' = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{\tau_L}{\tau}\left(g_{11} R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}}\right) + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{R} + \frac{R_0}{r_б} = 0,6 + 2,3 + 4\left(0,0015 \cdot 200 + \frac{200}{2500}\right) + \frac{200}{2500} + \frac{200}{330} + \frac{200}{40} = 10,1;$$

$$\tau_э'' = \sqrt{\frac{\tau_L}{\tau}\left(\frac{\tau_i}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{r_б}\right)} = \sqrt{4\left(0,6 + 2,3 + \frac{200}{2500} + \frac{200}{40}\right)} \approx 5,6;$$

$$a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''} = \frac{4}{5,6} \approx 0,71; \quad b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''} = \frac{10,1}{5,6} \approx 1,8.$$

С помощью графиков рис. 5.54 и 5.55 находим $\delta \approx 0,4\,\%$ и $У \approx 2,24$.

Рассчитываем время установления $\tau_у$:

$$\tau_у = У\tau_э''\tau = 2{,}24\cdot 5{,}6\cdot 0{,}007 = 0{,}088 \text{ мксек.}$$

Определяем индуктивность корректирующей катушки L:

$$L = \left(\frac{\tau_L}{\tau}\right)\tau R = 4\cdot 0{,}007\cdot 10^{-6}\cdot 330\cdot 10^{6} \approx 9{,}2 \text{ мкгн.}$$

Как следует из приведенного расчета, время установления получилось несколько меньше требуемого значения. Выброс также удовлетворяет поставленному условию ($\delta < 3\%$).

Схема 5* (рис. 5.58)

Каскад с активной отрицательной обратной связью по току (нагрузка — такой же каскад)

Достоинство схемы — большее входное сопротивление и меньшая входная емкость по сравнению со схемами 1—4. Наличие отрицательной обратной связи оказывает благоприятное влияние на стабильность работы каскада. Схема 5 в ряде случаев может содержать на один элемент меньше,

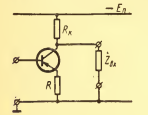


Рис. 5.58. Принципиальная схема реостатного каскада с активной отрицательной обратной связью по току, нагруженного на входное сопротивление $\dot{Z}_{вх}$ следующего каскада (вспомогательные цепи не показаны)

* См. описание схем 1, 2 и 3.

чем схема 3 (конденсатор в цепи эмиттера), что позволяет более компактно выполнить каскад.

Недостаток схемы — более низкая, чем у схемы 3, добротность ограничивает ее применение в усилителях импульсных сигналов. Каскады по рассматриваемой схеме целесообразно использовать в усилителях с малым общим коэффициентом усиления и при сравнительно большом времени установления в случаях, когда применение схемы 3 дает некоторый избыток усиления, которого, однако, недостаточно для сокращения числа каскадов.

Если при проектировании усилителя возникла необходимость несколько уменьшить получающийся коэффициент усиления, то это целесообразно осуществить путем упрощения схемы одного из каскадов. В частности, каскад по схеме 3* легко превратить в каскад по схеме 5, исключив для этого конденсатор в цепи эмиттера (при этом, возможно, потребуется изменить $R_э$) или введя еще один резистор.

Коэффициент усиления $K_0 = g_{21} R_0$.

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_{11} + \frac{1}{R'} + \frac{R}{R'}(g_{21} + g_{11})},$$

где

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_{ст}}.$$

Время установления $\tau_у = 2{,}2\ \tau_э$.

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_l + \tau\left[\frac{R_0}{R'}\left(1 + \frac{R}{r_б}\right) + \frac{R_0}{r_б}\right] + \tau_s.$$

---

* Предполагается, что в эмиттерной цепи транзистора схемы 3 имеется ячейка $C_э R_э$ с большой постоянной времени.

Постоянные времени $\tau_i = (1 + g_{21} r_б) C_к R_0$;

$$\tau_s = \frac{g_{21} R'}{1 + g_{11} R'} C_к R_0.$$

Переходная характеристика $h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_э}}$.

Добротность схемы

$$D = \frac{g_{21}}{2{,}2 \left\{ (1 + g_{21} r_б) C_к + \tau \left[\frac{1}{R'} \left(1 + \frac{R}{r_б} \right) + \frac{1}{r_б} \right] + \frac{g_{21} R'}{1 + g_{11} R'} C_к \right\}}.$$

Для характеристики входного комплексного сопротивления рассматриваемого каскада остается справедливой эквивалентная схема входной цепи, изображенная на рис. 5.52.

Для схемы 5 (а также для схем 6 и 7) элементы эквивалентной схемы определяются выражениями:

$$R_1 = \frac{r_б (1 + R g_{21} + R g_{11})}{1 + \frac{K_0 C_к r_б (1 + R g_{21} + R g_{11})}{\tau}}, \quad R_2 = \frac{1 + R g_{21} + R g_{11}}{g_{11}} - R_1,$$

$$C = \frac{\tau}{g_{11} r_б R_2} + \frac{K_0 C_к (1 + R g_{21} + R g_{11})}{g_{11} R_2}.$$

При $r_б \ll \frac{1}{g_{11}}$ входное сопротивление и входную емкость можно приближенно рассчитать по формулам:

$$R_{вх} = \frac{R_{ст}}{1 + \frac{g_{11} R_{ст}}{1 + R g_{21} + R g_{11}}},$$

$$C_{вх} = \frac{\tau}{r_б (1 + R g_{21} + R g_{11})} + K_0 C_к.$$

Схема 6* (рис. 5.59)

Каскад с комплексной отрицательной обратной связью по току (схема с эмиттерной коррекцией)

Предполагается, что нагрузкой каскада является такой же каскад.

Схема эмиттерной коррекции получила весьма широкое распространение в связи с большими ее достоинствами. Добротность схемы 6 примерно на 20—30% выше добротности схемы 3. Наличие комплексной отрицательной обратной связи по току позволяет, не теряя в добротности схемы (как в схеме 5), повысить стабильность работы каскада. Схема характеризуется ослабленной зависимостью основных параметров схемы от возможных в процессе эксплуатации изменений режима работы. Одновременно достигается бо̀льшая линейность усиления импульсных сигналов.

Рис. 5.59. Принципиальная схема реостатного каскада с комплексной отрицательной обратной связью по току, нагруженного на входное сопротивление $\dot{Z}_{вх}$ следующего каскада (вспомогательные цепи не показаны)

Коэффициент усиления $K_0 = g_{21}R_0$.

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_{11} + \frac{1}{R'} + \frac{R}{R'}(g_{21} + g_{11})},$$

где

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_{ст}}.$$

* См. описание схем 2, 3 и 5.

Время установления $\tau_у = У\tau_э'''\tau$.

Эквивалентные безразмерные постоянные времени

$$\tau_э' = \frac{\tau_c}{\tau},$$

$$\tau_э'' = \frac{\tau_l}{\tau} + \frac{R_0}{R'}\left(1 + \frac{R}{r_б}\right) + \frac{R_0}{r_б} + \frac{\tau_c}{\tau}\left(g_{11}R_0 + \frac{R_0}{R'}\right) + \frac{\tau_s}{\tau}.$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_c}{\tau}\left(\frac{\tau_l}{\tau} + \frac{R_0}{R'} + \frac{R_0}{r_б} + \frac{\tau_s}{\tau}\right)}.$$

Коэффициенты $a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''}$, $b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}$.

Постоянные времени $\tau_l = (1 + g_{21}r_б)\ C_к R_0$; $\tau_c = RC$;

$$\tau_s = \frac{g_{21}R'}{1 + g_{11}R'}\,C_к R_0.$$

Добротность схемы $D = \frac{g_{21}R_0}{У\tau_э'''\tau}$.

Входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{R_{ст}}{1 + \frac{g_{11}R_{ст}}{1 + Rg_{21} + Rg_{11}}}\quad\left(\text{при } r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right).$$

Входная емкость

$$C_{вх} = \frac{\tau}{r_б(1 + Rg_{21} + Rg_{11})} + K_0 C_к\quad\left(\text{при } r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right).$$

В зависимости от значений коэффициентов a и b в схеме 6 имеет место апериодический или колебательный процесс установления. Определение обобщенного времени установления $У$ и выброса δ производится по графикам и формулам, приведенным в описании схемы 2.

Расчет схемы 6 можно выполнить в следующем порядке. По заданному коэффициенту усиления определяется эквивалентное сопротивление R_0. Далее по допустимому выбросу δ последовательно находятся коэффициент b и другие величины, как это рекомендуется в описании схемы 2 (считается, что тип транзистора предварительно выбран и его низкочастотные и высокочастотные параметры в рабочей точке известны).

Можно предложить и другую возможную последовательность расчета.

1. Исходя из требуемого коэффициента усиления находится эквивалентное сопротивление R_0 и далее сопротивление резистора R (сопротивления $R_к$ и $R_{ст}$ предполагаются известными).

2. Ориентировочно выбирается отношение $\frac{\tau_c}{\tau}$ (предварительно его можно принять равным двум или трем).

3. Определяются постоянные времени τ_i и τ_s.

4. Определяются безразмерные эквивалентные постоянные времени $\tau_э'$ и $\tau_э''$ $\left(\tau_э' = \frac{\tau_c}{\tau}\right)$.

5. Рассчитываются коэффициенты a и b и по ним при $b \leqslant 2$ с помощью графиков рис. 5.54 и 5.55 находятся обобщенное время установления $У$ и выброс δ; при $b > 2$ и монотонном процессе установления (условие его существования: $a \frac{b - \sqrt{b^2 - 4}}{2} \leqslant 1$) обобщенное время установления опреде-

ляется по формуле, которая для этого случая приведена в описании схемы 2.

6. Рассчитывается время установления $\tau_у$.

7. С учетом принятого отношения $\frac{\tau_c}{\tau}$ рассчитывается емкость конденсатора в цепи эмиттера

$$C = \left(\frac{\tau_c}{\tau}\right)\frac{\tau}{R}.$$

В случае если выброс в переходной характеристике или время установления окажется больше допустимого, то следует, задавшись другим отношением $\frac{\tau_c}{\tau}$, произвести перерасчет схемы. Надо иметь в виду, что с увеличением выброса снижается время нарастания фронта импульса. Поэтому, если в результате расчета выброс получился меньше допустимого, то это указывает на возможность (при необходимости) некоторого сокращения времени установления путем выбора большей постоянной времени τ_c.

Принципиальным недостатком рассматриваемой схемы является то, что в отличие от схемы с параллельной коррекцией (схема 4) она не позволяет уменьшить длительность фронта нарастания импульса при максимально возможном усилении, так как при этом $R=0$. Кроме того, не всегда представляется возможным ограничиться в цепи эмиттера только одним конденсатором малой емкости. В большинстве случаев цепь эмиттера приходится составлять из двух последовательных ячеек, одна из которых характеризуется малой, а другая — большой постоянной времени. Необходимость двух ячеек вызвана тем, что из соображений температурной стабилизации режима транзистора сопротивление в цепи эмиттера приходится выбирать значительно

больше того, которое требуется, если исходить из коэффициента усиления. Очевидно, что при этом «лишнее» (для целей эмиттерной коррекции) сопротивление необходимо шунтировать конденсатором большой емкости, чтобы избежать снижения усиления. Ячейка с большой постоянной времени обусловливает спад вершины импульса. Оценка ее влияния рассматривается в п. 5.3.2.

Пример 5.6. Рассчитать основные параметры каскада предварительного усиления с комплексной отрицательной обратной связью по току на транзисторе П403 при разных отношениях $\frac{\tau_c}{\tau}$. Коэффициент усиления $K_0=16$. Сопротивление резистора в цепи коллектора $R_к=910$ *ом*. Входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки $R_{ст}=2500$ *ом*. Предполагается, что следующий каскад такой же. Параметры транзистора П403 в рабочей точке: $g_{21}=80$ *ма/в*, $g_{11}=0,0015$ *сим*, $r_б=40$ *ом*, $C_к=5$ *пф*, $\tau=0,007$ *мксек*.

Определяем эквивалентное сопротивление R_0 (исходя из формулы коэффициента усиления):

$$R_0=\frac{K_0}{g_{21}}=\frac{16}{80\cdot10^{-3}}=200\ ом.$$

Находим сопротивление R' и далее, воспользовавшись выражением для R_0, определяем сопротивление резистора R в цепи эмиттера:

$$R'=\frac{1}{\frac{1}{R_к}+\frac{1}{R_{ст}}}=\frac{1}{\frac{1}{910}+\frac{1}{2500}}=667\ ом,$$

$$R=\frac{\frac{R'}{R_0}-g_{11}R'-1}{g_{21}+g_{11}}=\frac{\frac{667}{200}-1,5\cdot10^{-3}\cdot667-1}{80\cdot10^{-3}+1,5\cdot10^{-3}}\approx16\ ом.$$

Рассчитываем постоянные времени τ_l и τ_s, а также отношения $\frac{\tau_l}{\tau}$ и $\frac{\tau_s}{\tau}$:

$$\tau_l = (1 + g_{21}r_б) C_к R_0 = (1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40) 5 \cdot 10^{-12} \cdot 200 \times \times 10^6 = 0{,}0042 \text{ мксек},$$

$$\tau_s = \frac{g_{21}R'}{1+g_{11}R'} C_к R_0 = \frac{80 \cdot 10^{-3} \cdot 667}{1 + 1{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 667} \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 200 \cdot 10^6 = = 0{,}0267 \text{ мксек},$$

$$\frac{\tau_l}{\tau} = \frac{0{,}0042}{0{,}007} = 0{,}6, \quad \frac{\tau_s}{\tau} = \frac{0{,}0267}{0{,}007} = 3{,}82.$$

Для определения безразмерных эквивалентных постоянных времени $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ при разных отношениях $\frac{\tau_c}{\tau}$ их выражения удобно представить в виде

$$\tau_э'' = m_1 + m_2 \frac{\tau_c}{\tau}, \qquad \tau_э''' = \sqrt{m_3 \frac{\tau_c}{\tau}},$$

где

$$m_1 = \frac{\tau_l}{\tau} + \frac{R_0}{R'}\left(1 + \frac{R}{r_б}\right) + \frac{R_0}{r_б} + \frac{\tau_s}{\tau},$$

$$m_2 = g_{11}R_0 + \frac{R_0}{R'},$$

$$m_3 = \frac{\tau_l}{\tau} + \frac{R_0}{R'} + \frac{R_0}{r_б} + \frac{\tau_s}{\tau}.$$

Определяем m_1, m_2 и m_3:

$$m_1 = \frac{\tau_l}{\tau} + \frac{R_0}{R'}\left(1 + \frac{R}{r_б}\right) + \frac{R_0}{r_б} + \frac{\tau_s}{\tau} = = 0{,}6 + \frac{200}{667}\left(1 + \frac{16}{40}\right) + \frac{200}{40} + 3{,}82 = 9{,}84,$$

$$m_2 = g_{11}R_0 + \frac{R_0}{R'} = 1{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 200 + \frac{200}{667} = 0{,}6,$$

$$m_3 = \frac{\tau_i}{\tau} + \frac{R_0}{R'} + \frac{R_0}{r_б} + \frac{\tau_s}{\tau} = 0{,}6 + \frac{200}{667} + \\ + \frac{200}{40} + 3{,}82 = 9{,}72.$$

Таким образом, для $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ получим

$$\tau_э'' = 9{,}84 + 0{,}6 \frac{\tau_c}{\tau} \text{ и } \tau_э''' = \sqrt{9{,}72 \frac{\tau_c}{\tau}}.$$

Имея в виду, что

$$\tau_э' = \frac{\tau_c}{\tau}, \quad a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''} \text{ и } b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''},$$

задаемся значениями $\frac{\tau_c}{\tau} = 2$, 4, 6 и 8 и последовательно определяем $\tau_э''$, $\tau_э'''$, a и b. Результаты расчета заносим в табл. 5.4.

Таблица 5.4

$\tau_э' = \frac{\tau_c}{\tau}$	$\tau_э''$	$\tau_э'''$	a	b	δ, %	y	τ_y, мксек	C, пф
2	11,04	4,40	0,455	2,51	0	4,44	0,137	910
4	12,24	6,23	0,641	1,96	<0,1	2,74	0,119	1800
6	13,44	7,63	0,787	1,76	0,8	2,04	0,109	2700
8	14,64	8,80	0,910	1,66	3	1,66	0,102	3600

При $\frac{\tau_c}{\tau} = 2$ коэффициент b больше двух. Кроме того, $a \frac{b - \sqrt{b^2 - 4}}{2} = 0{,}455 \frac{2{,}51 - \sqrt{2{,}51^2 - 4}}{2} < 1$. Следова-

тельно, процесс установления в схеме будет монотонным ($\delta=0$). Воспользовавшись формулой, справедливой для случая монотонного процесса, рассчитываем обобщенное время установления $\mathcal{Y}$ и далее время установления $\tau_у$:

$$\mathcal{Y} = 2{,}2\sqrt{b^2 - a^2 - 2} = 2{,}2\sqrt{2{,}51^2 - 0{,}455^2 - 2} = 4{,}44,$$

$$\tau_у = \mathcal{Y}\tau_э'' \tau = 4{,}44 \cdot 4{,}40 \cdot 0{,}007 = 0{,}137 \text{ мксек.}$$

При $b<2$ процесс установления является колебательным. С помощью графиков рис. 5.54 и 5.55 находим выброс δ и обобщенное время установления $\mathcal{Y}$ (по коэффициентам a и b) при разных отношениях $\frac{\tau_c}{\tau}$ и рассчитываем время установления по формуле $\tau_у = \mathcal{Y}\tau_э''' \tau$. В заключение определяем емкость конденсатора в цепи эмиттера по формуле

$$C = \left(\frac{\tau_c}{\tau}\right)\frac{\tau}{R}$$

и выбираем ближайший номинал (см. приложение 9). Результаты расчета заносим в табл. 5.4.

Как видно из таблицы, с увеличением отношения $\frac{\tau_c}{\tau}$ возрастает выброс и уменьшается время установления фронта импульса. Сравнивая результаты расчета каскада с параллельной коррекцией (см. пример 5.5) и каскада с комплексной отрицательной обратной связью по току, следует отметить, что последний при том же усилении и выбросе того же порядка характеризуется несколько бо̀льшим временем установления фронта усиливаемых импульсов, т. е. меньшей добротностью.

Схема 7* (рис. 5.60)

Каскад с комплексной отрицательной обратной связью по току (схема с эмиттерной коррекцией)

В отличие от схемы 6 предполагается, что нагрузкой каскада являются сопротивление $R_н$ и емкость $C_н$ (наиболее распространенный вид нагрузки импульсного усилителя).

Приведенные ниже формулы позволяют рассчитать схему 7 как схему выходного каскада усилителя. Последовательность расчета схемы 7 такая же, как и схемы 6.

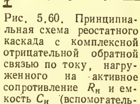


Рис. 5.60. Принципиальная схема реостатного каскада с комплексной отрицательной обратной связью по току, нагруженного на активное сопротивление $R_н$ и емкость $C_н$ (вспомогательные цепи не показаны)

Коэффициент усиления $K_0 = g_{21} R_0$.

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{R'}{1 + Rg_{21} + Rg_{11}},$$

где

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_н}.$$

Время установления $\tau_у = У \tau_э''' \tau$.

Эквивалентные безразмерные постоянные времени

$$\tau_э' = \frac{\tau_c}{\tau},$$

* См. описания схем 2, 5 и 6.

$$\tau_э' = \frac{\tau_l}{\tau} + \frac{R_0}{R'}\left(1 + \frac{R}{r_б}\right) + \frac{\tau_c}{\tau}\cdot\frac{R_0}{R'} + \frac{\tau_н}{\tau}(1 + Rg_{21} + Rg_{11}),$$

$$\tau_э'' = \sqrt{\frac{\tau_c}{\tau}\left(\frac{\tau_l}{\tau} + \frac{R_0}{R'}\right) + \frac{\tau_н}{\tau}\left(1 + \frac{R}{r_б} + \frac{\tau_c}{\tau}\right)}.$$

Коэффициенты

$$a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''}, \qquad b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}.$$

Постоянные времени $\tau_l = (1 + g_{21}r_б)\,C_к R_0$, $\tau_c = RC$, $\tau_н = C_н R_0$.

Добротность схемы $D = \dfrac{g_{21}R_0}{\sqrt{\tau_э'''\tau}}$.

Входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{R_{ст}}{1 + \frac{g_{11}R_{ст}}{1 + Rg_{21} + Rg_{11}}} \qquad \left(\text{при } r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right).$$

Входная емкость

$$C_{вх} = \frac{\tau}{r_б(1 + Rg_{21} + Rg_{11})} + K_0 C_к \quad \left(\text{при } r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right).$$

Достоинства и недостатки схемы 7 в основном совпадают с приведенными для схемы 6. Дополнительно следует отметить, что при достаточно большом сопротивлении нагрузки $R_н$, а также при работе на емкостную нагрузку (при этом $R' = R_к$) схема 7 позволяет реализовать значительно более высокий коэффициент усиления, чем схема 6 (входное сопротивление транзисторного каскада мало, что ограничивает коэффициент усиления схемы 6). Указанное справедливо в случае, если сопротивление резистора $R_к$ в

коллекторной цепи не приходится специально выбирать малым (если задано достаточно малое время установления фронта импульса).

Схема 8 (рис. 5.61)

Эмиттерный повторитель

Предполагается, что транзистор каскада, следующего за эмиттерным повторителем, имеет в рабочей точке такие же параметры, как и транзистор рассматриваемой схемы. Предполагается также, что цепь эмиттера следующего каскада обладает большой постоянной времени. Указанным условиям могут удовлетворить, в частности, схемы 1—4.

Рис. 5.61. Принципиальная схема эмиттерного повторителя, нагруженного на входное сопротивление $\dot{Z}_{вх}$ следующего каскада (вспомогательные цепи не показаны)

Коэффициент передачи $K_п = (g_{21}+g_{11})R_0$.

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_{21} + 2g_{11} + \frac{1}{R'}},$$

где

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_э} + \frac{1}{R_{ст}}.$$

Время установления $\tau_у = 2{,}2\tau_э$.

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_i + \tau\left(\frac{2R_0}{r_б} + \frac{R_0}{R'}\right) + \tau_s.$$

9 Заказ 852

Постоянные времени схемы*

$$\tau_i = (1 + g_{21} r_б) C_к R_0; \ \tau_s = (K_0 - 1) C_к R_0.$$

Переходная характеристика

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_э}}.$$

Добротность схемы*

$$D \approx \frac{g_{21} + g_{11}}{2{,}2\left[(1 + g_{21} r_б) C_к + \tau\left(\frac{2}{r_б} + \frac{1}{R'}\right) + (K_0 - 1) C_к\right]}.$$

Эмиттерный повторитель характеризуется значительно бо́льшим входным сопротивлением и меньшей входной емкостью, чем каскад по схеме с общим эмиттером, имеющий в цепи эмиттера ячейку $R_э C_э$ с большой постоянной времени. Поэтому эмиттерный повторитель целесообразно использовать в качестве входного каскада в тех случаях, когда источник сигнала обладает значительным внутренним сопротивлением (это позволяет поднять коэффициент передачи входной цепи), а также когда по тем или иным соображениям нельзя допустить шунтирование источника сигнала малым входным сопротивлением транзисторного каскада, не имеющего цепи отрицательной обратной связи, которая увеличивала бы входное сопротивление.

Как всякий каскад с отрицательной обратной связью (в эмиттерном повторителе имеет место стопроцентная последовательная обратная связь по напряжению), эмиттерный повторитель отличается стабильностью режима работы.

* В выражения τ_s и D входит K_0 — коэффициент усиления каскада, следующего за эмиттерным повторителем.

Высокие качества каскада, обладающего цепью отрицательной обратной связи, позволяют эффективно использовать эмиттерный повторитель в качестве согласующего звена (см. схему 9).

Для схемы 8, как и для схем 1 и 5, входное комплексное сопротивление представляется эквивалентной схемой рис. 5.52. Значения элементов эквивалентной цепи для схемы 8 определяются выражениями:

$$R_1 = \frac{\frac{r_б}{1-K_п}}{1 + \frac{K_п C_к r_б}{(1-K_п)\tau}}, \qquad R_2 = \frac{1}{g_{11}(1-K_п)} - R_1,$$

$$C = \frac{\tau}{g_{11} r_б R_2} + \frac{K_п C_к}{g_{11}(1-K_п) R_2}.$$

При $r_б \ll \frac{1}{g_{11}}$ входное сопротивление и входную емкость можно приближенно определить с помощью следующих формул:

$$R_{вх} = \frac{R_{ст}}{1 + g_{11} R_{ст}(1-K_п)},$$

$$C_{вх} = \frac{\tau(1-K_п)}{r_б} + K_п C_к.$$

Схема 9* (рис. 5.62)

Реостатный каскад по схеме с общим эмиттером с согласующим эмиттерным повторителем

Существенный недостаток обычного транзисторного каскада — значительная входная проводимость — не позволяет получить от предшествующего каскада большого

* См. описания схем 2, 3 и 8.

коэффициента усиления. Поэтому представляет интерес построение усилителя из пар каскадов по схеме, в которой каскады, выполненные по схеме с общим эмиттером, чередуются с каскадами, выполненными по схеме с общим коллектором. Последние, как обладающие значительным входным сопротивлением, создают условия для более полного использования усилительных возможностей каскадов с общим эмиттером.

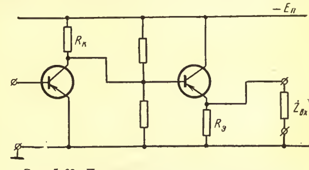


Рис. 5.62. Принципиальная схема пары каскадов.
Первый каскад пары — реостатный каскад по схеме с общим эмиттером, второй каскад пары — эмиттерный повторитель

Исследования показывают, что упомянутая пара каскадов характеризуется примерно такой же величиной общего усиления, как и пара идентичных каскадов с общим эмиттером. Наличие в составе усилителя каскадов с отрицательной обратной связью (эмиттерных повторителей) способствует улучшению ряда его качественных показателей. Поэтому усилитель, составленный из чередующихся каскадов с указанными схемами включения транзистора, находит все более широкое применение.

Ниже приводятся формулы для расчета пары каскадов (коэффициента усиления и других параметров), которые относятся не к отдельным каскадам пары, а к их комбинации. Предполагается, что в каскадах пары используются одинаковые транзисторы с одинаковыми параметрами в рабочей точке. Считается, что выход эмиттерного повторителя (выход пары) испытывает нагрузку со стороны входного сопротивления такой же пары каскадов.

Коэффициент усиления пары $K_0 = K_{01} K_{п2}$.

Коэффициент усиления первого каскада пары (каскад по схеме с общим эмиттером)

$$K_{01} = g_{21} R_{01}.$$

Коэффициент передачи второго каскада пары (эмиттерный повторитель)

$$K_{п2} = (g_{21} + g_{11}) R_{02}.$$

Эквивалентное сопротивление

$$R_{02} = \frac{1}{g_{21} + 2g_{11} + \frac{1}{R''}},$$

где $\frac{1}{R''} = \frac{1}{R_э} + \frac{1}{R_{ст1}}$ ($R_{ст1}$ — входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером).

Эквивалентное сопротивление

$$R_{01} = \frac{1}{(1 - K_{п2}) g_{11} + \frac{1}{R'}},$$

где $\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_{ст2}}$ ($R_{ст2}$—входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки транзистора эмиттерного повторителя).

Время установления пары

$$\tau_у = 2{,}2\,\tau_э''\tau\sqrt{b^2 - a^2 - 2}\,.$$

Эквивалентные безразмерные постоянные времени

$$\tau_э' = \frac{1}{(g_{21} + g_{11})\,r_б},$$

$$\tau_э'' = \frac{\tau_{l1}}{\tau} + \frac{\tau_{l2}}{\tau} + \frac{\tau_{s1}}{\tau} + \frac{\tau_{s2}}{\tau} + \frac{R_{01}}{R'} + \frac{R_{02}}{R''} + (1 - K_{п2})\,\frac{R_{01}}{r_б} + \frac{2R_{02}}{r_б},$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\left[\frac{\tau_{l1}}{\tau} + \frac{\tau_{s1}}{\tau} + \frac{R_{01}}{R'} + (1 - K_{п2})\,\frac{R_{01}}{r_б}\right] \times \left(\frac{\tau_{l2}}{\tau} + \frac{\tau_{s2}}{\tau} + \frac{R_{02}}{R''} + \frac{2R_{02}}{r_б}\right)}.$$

Коэффициенты

$$a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''};\quad b = \frac{\tau_э''}{\tau'''}.$$

Постоянные времени

$$\tau_{l1} = (1 + g_{21}r_б)\,C_к R_{01};\quad \tau_{l2} = (1 + g_{21}r_б)\,C_к R_{02};$$

$$\tau_{s1} = K_{п2}\,C_к R_{01};\quad \tau_{s2} = (K_{01} - 1)\,C_к R_{02}.$$

Входное сопротивление $\left(при\ r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right)$

$$R_{вх} = \frac{R_{ст1}}{1 + g_{11}R_{ст1}}.$$

Входная емкость $\left(при\ r_б \ll \frac{1}{g_{11}}\right)$

$$C_{вх} = \frac{\tau}{r_б} + K_{01}C_к.$$

Переходная характеристика пары каскадов имеет монотонный характер и может быть определена по формуле, соответствующей случаю $b > 2$, которая приведена в описании схемы 2.

К недостатку схемы 9 следует отнести то, что при реализации большого коэффициента усиления входная емкость пары заметно возрастает в связи с увеличением динамической емкости $K_{01}C_к$.

Применение в усилителе рассматриваемой пары каскадов целесообразно, если необходимое время установления фронта импульса можно получить при сравнительно большом сопротивлении резистора $R_к$. В противном случае, если $R_к$ мало, преимущество эмиттерного повторителя как каскада с высоким входным сопротивлением в схеме 9 полностью не используется.

Схема 10 (рис. 5.63)

Входная цепь (нагрузка—транзисторный каскад по схеме с общим эмиттером; отрицательная обратная связь в каскаде отсутствует)

Приведенные ниже формулы расчета параметров входной цепи справедливы в случае, если цепь эмиттера первого каскада характеризуется большой постоянной времени. Этому условию удовлетворяют схемы 1, 2, 3, 4 и 9.

Коэффициент передачи входной цепи $K_п = g_г R_0$.

Эквивалентное сопротивлеиие

$$R_0 = \frac{1}{g_г + g_{11} + \frac{1}{R_{ст}}},$$

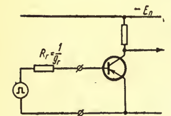


Рис. 5.63. Принципиальная схема входной цепи реостатного каскада без отрицательной обратной связи по току (вспомогательные цепи не показаны)

где $g_г$ — активная проводимость источника сигнала:

$$g_г = \frac{1}{R_г};$$

g_{11} — низкочастотный параметр транзистора первого каскада;

$R_{ст}$ — входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки транзистора первого каскада (на рис. 5.63 схема стабилизации не показана).

Время установления $\tau_у = 2{,}2\tau_э$.

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_s + \tau \left(g_г R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{r_б} \right).$$

Постоянная времени $\tau_s = K_0 C_к R_0$,

где K_0 — коэффициент усиления первого каскада.

Переходная характеристика

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_э}}.$$

Внутреннее сопротивление источника сигнала предполагается активным. Если источиик сигнала обладает вы-

ходной емкостью $C_г$, то в этом случае в выражение эквивалентной постоянной времени $\tau_э$ дополнительно вводится постоянная времени $\tau_г$, равная $C_г R_0$, при этом $\tau_э = \tau_s + \tau_г + \tau \times \times \left(g_г R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{r_б} \right)$, а время установления приближенно равно $2{,}2\tau_э$.

Схема 11* (рис. 5.64)

Входная цепь (нагрузка—транзисторный каскад с активной или с комплексной отрицательной обратной связью по току)

Если первый каскад усилителя охватывается цепью отрицательной обратной связи, увеличивающей его входное сопротивление (например, выполнен по схеме 5, 6 или 7), то в этом случае параметры входной цепи определяются по формулам, приводимым ниже.

Коэффициент передачи $K_п = g_г R_0$.

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_г + \frac{1}{R_{ст}} + \frac{g_{11}}{1 + R(g_{21} + g_{11})}}.$$

Время установления $\tau_у = 2{,}2\tau_э$.

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_s + \tau \left[g_г R_0 + \frac{R_0}{(1 + Rg_{21} + Rg_{11}) r_б} + \frac{R_0}{R_{ст}} \right].$$

* См. описание схемы 10.

Постоянная времени $\tau_э = K_0 C_к R_0$,
где K_0 — коэффициент усиления первого каскада.

Переходная характеристика

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_э}}.$$

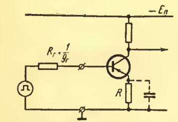


Рис. 5.64. Принципиальная схема входной цепи реостатного каскада с отрицательной обратной связью по току (вспомогательные цепи не показаны)

Рис. 5.65. Принципиальная схема входной цепи эмиттерного повторителя (вспомогательные цепи не показаны)

Схема 12* (рис. 5.65)

Входная цепь (нагрузка—эмиттерный повторитель)

Коэффициент передачи входной цепи в случае, когда первым каскадом является эмиттерный повторитель, заметно возрастает в связи с большим входным сопротивлением эмиттерного повторителя (влияние низкочастотного параметра g_{11} ослабляется примерно в $1-K_п'$ раз). Выигрыш

* См. описание схемы 10.

в коэффициенте передачи входной цепи сильнее проявляется в случае, если источник сигнала обладает значительным внутренним сопротивлением. Поэтому использование эмиттерного повторителя на входе импульсного усилителя в указанном случае особенно полезно.

Коэффициент передачи входной цепи $K_п = g_г R_0$.

Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{1}{g_г + \frac{1}{R_{ст}} + g_{11}\left(1 - K_п'\right)}.$$

Время установления $\tau_у = 2{,}2\tau_э$.

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_э = \tau_s + \tau\left[g_г R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0\left(1 - K_п'\right)}{r_б}\right].$$

Постоянная времени $\tau_s = K_п' C_к R_0$.

Переходная характеристика

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_э}}.$$

В приведенных формулах $K_п'$ — коэффициент передачи эмиттерного повторителя, g_{11} — низкочастотный параметр транзистора, используемого в эмиттерном повторителе.

5.3.2. РАСЧЕТ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

К основным вспомогательным цепям транзисторного усилителя относятся:

а) схемы стабилизации рабочей точки, обеспечивающие требуемый режим работы транзисторных каскадов,

б) цепи связи (усилителя с источником сигнала и нагрузкой, а также между каскадами),

в) развязывающие цепи (они же и корректирующие).

Вспомогательные цепи, характеризующиеся большой постоянной времени, вызывают, как уже отмечалось, искажение плоской вершины импульса. Поэтому выбор элементов вспомогательных цепей резисторов и конденсаторов следует производить так, чтобы эти цепи, удовлетворяя своему назначению, вместе с тем не искажали плоской вершины импульса больше, чем это допускается по техническим требованиям к усилителю.

При выборе режима работы транзисторного каскада, расчете его схемы стабилизации рабочей точки и схемы коррекции определяются сопротивления всех резисторов, входящих в схему каскада. Таким образом, задача, которая решается в настоящем разделе, состоит в основном лишь в выборе емкости конденсаторов, входящих во вспомогательные цепи, с таким расчетом, чтобы искажение плоской вершины импульса не превысило допустимого значения.

Ниже приводятся описания разных схем с указанием формул для расчета спада (подъема) плоской вершины импульса, вызываемого отдельными цепями каскада. При расчетах рекомендуется, выбрав ориентировочно конденсатор с той или иной номинальной емкостью (см. приложение 9), определить соответствующий спад (подъем) плоской вершины импульса. Отметим, что спад плоской вершины импульса за счет отдельной цепи не должен превышать, как правило, 1—2%.

Пример расчета вспомогательных цепей усилителя приводится в приложении 10.

Схема 1 (рис. 5.66)

К расчету вспомогательных цепей предварительного каскада усиления (в каскаде используется схема стабилизации рабочей точки с отрицательной обратной связью по току)

Спад плоской вершины импульса в каскаде с транзистором T_1 создают цепи связи и эмиттера. Фильтрующая ячейка $C_ф R_ф$ выполняет корректирующую функцию, она обусловливает подъем плоской вершины импульса.

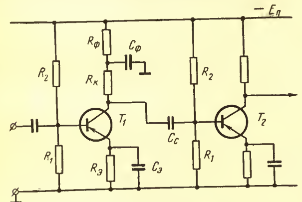


Рис. 5.66. К расчету вспомогательных цепей предварительного каскада на транзисторе T_1

В приведенных ниже формулах обозначения параметров и элементов, относящихся к каскаду с транзистором T_2, содержат специальный индекс (т2). Для каскада с транзистором T_1 аналогичный индекс не введен. Это относится также к схемам, которые приводятся далее.

Каскад с транзистором T_2 рассматривается лишь в связи с тем влиянием, которое оказывает его входное сопротивление на постоянные времени вспомогательных цепей первого каскада. Это замечание относится также к схемам 2—5.

Спад плоской вершины импульса за счет цепи связи

$$\Delta_{с} = \frac{\tau_{и}}{C_{с}\left(R_{к} + \frac{R_{ст}^{т2}}{1 + g_{11}^{т2} R_{ст}^{т2}}\right)},$$

где $\tau_{и}$ — длительность усиливаемого импульса (расчет выполняется, как правило, для импульса максимальной длительности);

$R_{ст}^{т2}$ — входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки транзистора T_2 следующего каскада; для схемы стабилизации, представленной на рис. 5.66,

$$R_{ст}^{т2} = \frac{R_1^{т2} R_2^{т2}}{R_1^{т2} + R_2^{т2}};$$

$g_{11}^{т2}$ — низкочастотный параметр транзистора T_2.

Спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера

$$\Delta_{э} = \frac{(g_{21} + g_{11})\,\tau_{и}}{C_{э}},$$

где g_{21} и g_{11} — низкочастотные параметры транзистора T_1.

Подъем плоской вершины импульса за счет цепи фильтрующей ячейки

$$\Delta_{ф} = \frac{\tau_{и}}{C_{ф} R_{к}\left(1 + g_{11}^{т2} R_{к} + \frac{R_{к}}{R_{ст}^{т2}}\right)}.$$

Формулы для $\Delta_э$ и $\Delta_ф$ справедливы при выполнении соответственно следующих условий:

$$R_э \gg \frac{\tau_и}{2C_э} \text{ и } R_ф \gg \frac{\tau_и}{2C_ф}.$$

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_c + \Delta_э - \Delta_ф.$$

Если значение Δ отрицательно, то это означает, что каскад характеризуется подъемом плоской вершины импульса.

В схеме *1* конденсатор $C_э$ большой емкости блокирует резистор $R_э$, в связи с чем отрицательная обратная связь по току в каскаде отсутствует. Случай, когда конденсатор блокирует часть общего сопротивления в цепи эмиттера, рассматривается далее (см. схемы 4, 5 и 6).

Схема 2* (рис. 5.67)

К расчету вспомогательных цепей предварительного каскада усиления (в каскаде используется комбинированная схема стабилизации рабочей точки с отрицательной обратной связью по току и напряжению; напряжение обратной связи снимается с резисторов $R_э$ и $R_ф$)

В отличие от схемы 1 в схеме 2 стабилизация положения рабочей точки транзистора T_1 выполнена с использованием резистора $R_ф$, что позволяет при прочих равных условиях (со схемой 1) уменьшить коэффициент нестабильности (см.

* См. описание схемы 1.

гл. 2). Очевидно, что при наличии резистора R_2 в рассматриваемой схеме имеет место отрицательная обратная связь по напряжению, оказывающая влияние на воспроизведение вершины импульса (влияние на воспроизведение фронта

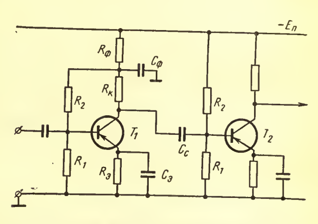


Рис. 5.67. К расчету вспомогательных цепей предварительного каскада на транзисторе T_1

импульса практически отсутствует ввиду большой постоянной времени $C_ф R_ф$).

В сочетании с элементами R_1 и R_2 схемы стабилизации цепь $C_ф R_ф$ может обусловить как подъем, так и спад плоской вершины импульса в зависимости от значений элементов схемы. Это можно объяснить следующим образом. При подведении к базе транзистора T_1 импульса, например, отрицательной полярности на резисторе $R_к$ сразу появится импульс напряжения (если пренебречь временем нараста-

ния фронта импульса). Конденсатор $C_ф$ начнет заряжаться. На его обкладках возникнет нарастающее со временем напряжение. Последнее добавляется к напряжению на резисторе $R_к$ и одновременно, с учетом коэффициента передачи цепи отрицательной обратной связи, подводится к базе транзистора T_1. В результате действия отрицательной обратной связи с зарядом конденсатора $C_ф$ ток коллектора и напряжение на резисторе $R_к$ начнут уменьшаться, а заряд конденсатора $C_ф$ замедлится. Таким образом, импульс на выходе каскада за счет этой цепи будет иметь подъем плоской вершины, если напряжение на конденсаторе $C_ф$ возрастет на величину, большую той, на которую уменьшится напряжение на резисторе $R_к$. В противном случае импульс на выходе ввиду преобладающего влияния цепи отрицательной обратной связи будет иметь спад плоской вершины.

Спад плоской вершины импульса за счет цепи связи

$$\Delta_с = \frac{\tau_и}{C_с\left(R_к + \dfrac{R_{ст}^{т2}}{1 + g_{11}^{т2} R_{ст}^{т2}}\right)}.$$

Спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера

$$\Delta_э = \frac{(g_{21} + g_{11})\,\tau_и}{C_э} \quad \left(\text{при } R_э \gg \frac{\tau_и}{2C_э}\right).$$

Искажение плоской вершины импульса за счет совместного действия цепи фильтрующей ячейки и цепи отрицательной обратной связи по напряжению

$$\Delta_ф = \left(\frac{1}{1 + g_{11}^{т2} R_к + \dfrac{R_к}{R_{ст}^{т2}}} - \frac{R_1'}{R_1' + R_2} K_0\right) \frac{\tau_и}{C_ф R_к},$$

где

$$K_0 = g_{21}R_0, \ R_1' = \frac{R_1^*}{1+g_{11}R_1}, \ R_0 = \frac{1}{g_{11}^{т2}+\frac{1}{R_к}+\frac{1}{R_{ст}^{т2}}}.$$

Формула для $\Delta_ф$ справедлива при условии $R_ф \gg \frac{\tau_и}{2C_ф}$.

Если входной каскад усилителя выполняется по схеме 2, то при расчете искажения вершины импульса за счет действия ячейки $C_ф R_ф$ и цепи отрицательной обратной связи необходимо учесть внутреннее сопротивление источника сигнала $R_г$. При этом в формулу для расчета $\Delta_ф$ вместо величины R_1' следует ввести $R''_1 = \frac{R_1' R_г}{R_1' + R_г}$.

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_с + \Delta_э - \Delta_ф.$$

Как следует из предыдущего, за счет ячейки $C_ф R_ф$ и цепи отрицательной обратной связи возможен как подъем, так и спад плоской вершины импульса. Поэтому в последней формуле следует учитывать знак $\Delta_ф$.

---

* Выражение для R_1' справедливо в предположении, что сопротивление резистора $R_к$ в цепи коллектора транзистора предшествующего каскада много больше R_1'. Если такое условие не выполняется, то в этом случае R_1' следует определить с учетом сопротивления резистора $R_к$ по формуле $R_1' = \frac{1}{g_{11}+\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_к}}$.

Схема 3* (рис. 5.68)

К расчету вспомогательных цепей предварительного каскада усиления (в каскаде используется комбинированная схема стабилизации рабочей точки с отрицательной обратной связью по току и напряжению; напряжение обратной связи снимается с резисторов $R_э$ и $R_к$)

В схеме 3 так же, как и в схеме 2, действует отрицательная обратиая связь через элемеиты схемы стабилизации рабочей точки транзистора T_1. В зависимости от соотноше-

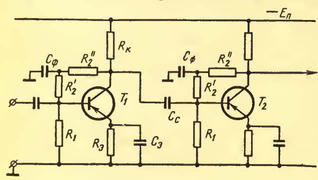


Рис. 5.68. К расчету вспомогательиых цепей предварительного каскада иа траизисторе T_1

ния величии элемеитов схемы сложная цепь, содержащая $C_ф$, может вызвать как подъем, так и спад вершины импульса. Механизм возникновеиия спада или подъема вершииы импульса за счет этой цепи в основном аналогичен рассмотреииому в описании схемы 2.

* См. описаиие схем 1 и 2.

Преимущество схемы 3 по сравнению со схемами 1 и 2 состоит в возможности при той же эффективности схемы стабилизации рабочей точки несколько уменьшить сопротивление постоянному току в цепи коллектора транзистора T_1 в связи с исключением резистора $R_ф$. Вместе с тем схема стабилизации, дополненная конденсатором $C_ф$, способна при соответствующем выборе соотношения между сопротивлениями резисторов R'_2 и R''_2 (общее сопротивление $R'_2+R''_2=\text{const}$, оно определяется из расчета схемы стабилизации) выполнять также и корректирующую функцию. При этом следует иметь в виду, что коэффициент усиления схемы 3 зависит от выбора сопротивления резистора R''_2, поскольку по переменному току R''_2 и $R_к$ соединены параллельно. С уменьшением сопротивления резистора R''_2 возрастает корректирующая способность схемы, но одновременно падает коэффициент усиления. Отметим также, что с уменьшением R''_2 соответственно увеличивается R'_2, в связи с чем входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки транзистора T_1 возрастает (и наоборот).

Спад плоской вершины импульса за счет цепи связи*

$$\Delta_с = \frac{\tau_и}{C_с\left(R'_к + \dfrac{R_{ст}^{т2}}{1+g_{11}^{т2} R_{ст}^{т2}}\right)},$$

---

* В формулу $\Delta_с$ (а также $\Delta_ф$) входит $R_{ст}^{т2}$ — входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки транзистора T_2. Для схемы, представленной на рис. 5.68, $R_{ст}^{т2} = \dfrac{R_1^{т2} R_2^{'т2}}{R_1^{т2} + R_2^{'т2}}$.

где

$$R_{к}' = \frac{R_{к} R_2''}{R_{к} + R_2''}.$$

Спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера

$$\Delta_{э} = \frac{(g_{21} + g_{11}) \tau_{и}}{C_{э}} \quad \left(\text{при} \quad R_{э} \gg \frac{\tau_{и}}{2C_{э}}\right).$$

Искажение плоской вершины импульса за счет схемы стабилизации

$$\Delta_{ф} = \left(\frac{R_0' - R_0}{R_0'} - \frac{R_1'}{R_1' + R_2'} K_0\right) \frac{\tau_{и}}{C_{ф} R_2''},$$

где

$$R_0' = \frac{1}{g_{11}^{т2} + \frac{1}{R_{к}} + \frac{1}{R_{ст}^{т2}}}, \quad R_1' = \frac{R_1}{1 + g_{11} R_1},*$$

$$R_0 = \frac{1}{g_{11}^{т2} + \frac{1}{R_2''} + \frac{1}{R_{к}} + \frac{1}{R_{ст}^{т2}}}, \quad K_0 = g_{21} R_0.$$

Для подъема плоской вершины импульса необходимо, чтобы

$\frac{R_0' - R_0}{R_0'}$ было больше $\frac{R_1'}{R_1' + R_2'} K_0$

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_{с} + \Delta_{э} - \Delta_{ф}.$$

В последней формуле $\Delta_{ф}$ следует взять с учетом ее знака.

* См. примечание на стр. 258.

Схема 4* (рис. 5.69)

К расчету вспомогательных цепей предварительного каскада усиления (в каскаде имеется отрицательная обратная связь по току через резистор $R_{э1}$)

Схема 4 соответствует случаю, когда в каскаде применяется отрицательная активная или комплексная обратная связь по току (см. п. 5.3.1, схемы 5, 6 и 7). При комп-

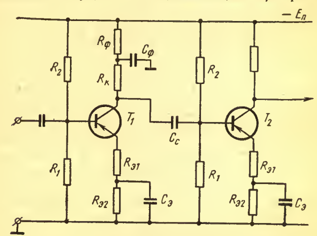


Рис. 5.69. К расчету вспомогательных цепей предварительного каскада с отрицательной обратной связью по току на транзисторе T_1

лексной отрицательной обратной связи (эмиттерной коррекции) параллельно $R_{э1}$ или между эмиттером и корпусом усилителя присоединяется конденсатор небольшой емкости,

* См. описание схем 1, 2 и 3.

Последний на рис. 5.69 не приведен, поскольку он не оказывает влияния на воспроизведеие плоской вершины импульса. Заметим, что выбор точек его присоедииеиия не имеет прииципиального зиачеиия и определяется только из соображений рациоиальиости монтажной схемы.

Введеиие эмиттерной коррекции способствует уменьшению спада вершины импульса за счет цепи связи, а также увеличению подъема вершииы за счет цепи коррекции (ячейки фильтра). Указаииый эффект обусловлен увеличением входиого сопротивления транзистора следующего каскада, в котором действует отрицательная обратная связь по току. Следует подчеркнуть, что при даииой схеме стабилизации (см. рис. 5.69) иаличие в каскаде эмиттерной коррекции оказывает влияние на спад плоской вершины импульса только предшествующего каскада. Это озиачает, что если в даиином каскаде имеется эмиттериая коррекция, а следующий каскад является реостатиым некорректированиым каскадом, то спад плоской вершины импульса в даниом каскаде будет таким же, как если бы в нем отсутствовала коррекция*.

Спад плоской вершины импульса за счет цепи связи

$$\Delta_c = \frac{\tau_и}{C_c\left(R_к + \dfrac{R_{ст}^{т2}}{1 + g_{11}^{'т2} R_{ст}^{т2}}\right)},$$

где

$$g_{11}^{'т2} = \frac{g_{11}^{т2}}{1 + \left(g_{21}^{т2} + g_{11}^{т2}\right) R_{э1}^{т2}}.$$

* Если в каскаде с эмиттериой коррекцией в цепи эмиттера отсутствует ячейка $C_э R_{э2}$, то спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера, разумеется, равен нулю.

Спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера

$$\Delta_э = \frac{(g_{21} + g_{11})\,\tau_и}{C_э} \quad \left(\text{при } R_{э2} \gg \frac{\tau_и}{2C_э}\right).$$

Подъем плоской вершины импульса за счет цепи фильтрующей ячейки

$$\Delta_ф = \frac{\tau_и}{C_ф R_к \left(1 + g_{11}^{'т2} R_к + \dfrac{R_к}{R_{ст}^{т2}}\right)} \quad \left(\text{при } R_ф \gg \frac{\tau_и}{2C_ф}\right).$$

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_с + \Delta_э - \Delta_ф.$$

Все приведенные формулы для расчета спада плоской вершины импульса в каскаде с транзистором T_1 остаются в силе также в случае, когда сопротивление резистора $R_{э2}$ (в цепи эмиттера T_1) равно нулю, т. е. когда ячейка $C_э R_{э2}$ в цепи эмиттера отсутствует.

Схема 5* (рис. 5.70)

К расчету вспомогательных цепей предварительного каскада усиления (корректирующая ячейка включена в цепь базы транзистора следующего каскада)

Включение корректирующей ячейки в цепь базы транзистора следующего каскада применяется иногда в случае, когда по тем или иным соображениям (например из-за снижения напряжения на коллекторе) нельзя увеличить общее сопротивление коллекторной цепи.

---

* См. описание схемы 1.

Как видно из рис. 5.70, резисторы R'_1 и R''_1 являются одновременно элементами корректирующей цепи и схемы стабилизации рабочей точки транзистора T_2. Общее сопротивление резисторов $R'_1+R''_1$ находится из расчета схемы

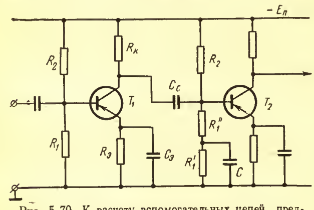


Рис. 5.70. К расчету вспомогательных цепей предварительного каскада на транзисторе T_1

стабилизации, а соотношение R'_1 и R''_1 определяется исходя из требуемого подъема плоской вершины импульса. При этом следует иметь в виду, что с уменьшением R''_1 увеличивается подъем вершины ($\Delta_{кор}$), но вместе с тем падает входное сопротивление схемы стабилизации, а следовательно, уменьшается возможный коэффициент усиления каскада с транзистором T_1.

Спад плоской вершины импульса за счет цепи связи

$$\Delta_c = \frac{\tau_и}{C_c\left(R_к + \frac{R_{ст}^{т2}}{1+g_{11}^{т2}R_{ст}^{т2}}\right)},$$

где

$$R_{\text{ст}}^{\text{т}2} = \frac{R_1^{''} R_2^{\text{т}2}}{R_1^{''} + R_2^{\text{т}2}}.$$

Спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера

$$\Delta_{\text{э}} = \frac{(g_{21} + g_{11}) \tau_{\text{и}}}{C_{\text{э}}} \quad \left(\text{при} \quad R_{\text{э}} \gg \frac{\tau_{\text{и}}}{2C_{\text{э}}}\right).$$

Подъем плоской вершины импульса за счет корректирующей цепи

$$\Delta_{\text{кор}} = \frac{\tau_{\text{и}}}{CR_1^{''}\left[1 + R_1^{''}\left(g_{11}^{\text{т}2} + \frac{1}{R_{\text{к}}} + \frac{1}{R_2^{\text{т}2}}\right)\right]} \quad \left(\text{при } R_1^{'} \gg \frac{\tau_{\text{и}}}{2C}\right).$$

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_{\text{с}} + \Delta_{\text{э}} - \Delta_{\text{кор}}.$$

Схема 6* (рис. 5.71)

К расчету вспомогательных цепей выходного каскада (в каскаде используется схема стабилизации рабочей точки с отрицательной обратной связью по току)

Расчет спада вершины импульса в выходном каскаде усилителя с нагрузкой $R_{\text{н}}$ (емкость нагрузки $C_{\text{н}}$ предполагается малой и при расчете спада вершины импульса во внимание не принимается) выполняется по приводимым ниже формулам. Формулы справедливы как в случае применения эмиттерной коррекции ($R_{\text{э}1} \neq 0$), так и в случае, когда она отсутствует ($R_{\text{э}1} = 0$).

---

* См. описание схемы 1.

Спад плоской вершины импульса за счет цепи связи с нагрузкой

$$\Delta_c = \frac{\tau_н}{C_c(R_к + R_н)}.$$

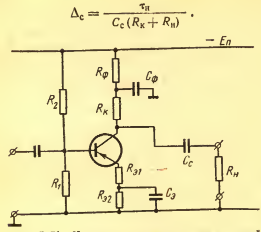


Рис. 5.71. К расчету вспомогательных цепей выходного каскада

Спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера

$$\Delta_э = \frac{(g_{21} + g_{11})\tau_н}{C_э} \quad \left(\text{при } R_{э2} \gg \frac{\tau_н}{2C_э}\right).$$

Подъем плоской вершины импульса за счет цепи фильтрующей ячейки

$$\Delta_ф = \frac{\tau_н}{C_ф R_к\left(1 + \frac{R_к}{R_н}\right)} \quad \left(\text{при } R_ф \gg \frac{\tau_н}{2C_ф}\right).$$

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_c + \Delta_э - \Delta_ф.$$

Схема 7* (рис. 5.72)

К расчету вспомогательных цепей выходного каскада (в каскаде используется комбинированная схема стабилизации рабочей точки с отрицательной обратной связью по току и напряжению; напряжение обратной связи снимается с резисторов $R_э$ и $R_ф$)

В схеме 7 так же, как и в схеме 6, предполагается, что сопротивление нагрузки активно и равно $R_н$. Схема стабилизации рабочей точки транзистора такая же, как и в схеме 2 (см. рис. 5.67).

Рис. 5.72. К расчету вспомогательных цепей выходного каскада

Спад плоской вершины импульса за счет цепи связи с нагрузкой

$$\Delta_c = \frac{\tau_и}{C_c (R_к + R_н)} .$$

Спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера

$$\Delta_э = \frac{(g_{21} + g_{11}) \tau_и}{C_э} \quad \left(\text{при} \quad R_э \gg \frac{\tau_и}{2C_э}\right).$$

Искажение плоской вершины импульса за счет совместного действия цепи фильтрующей ячейки и цепи отрицательной обратной связи по напряжению

$$\Delta_ф = \left(\frac{R_н}{R_к + R_н} - \frac{R_1'}{R_1' + R_2} K_0 \right) \frac{\tau_и}{C_ф R_к},$$

* См. описание схем 2 и 6.

где

$$K_0 = g_{21} R_0, \quad R_1' = \frac{R_1}{1 + g_{11} R_1}^*, \quad R_0 = \frac{R_к R_н}{R_к + R_н}.$$

Формула для $\Delta_ф$ справедлива при условии $R_ф \gg \frac{\tau_и}{2C_ф}$.

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_c + \Delta_э - \Delta_ф.$$

Как следует из приведенной формулы для $\Delta_ф$, подъем плоской вершины импульса ($\Delta_ф > 0$) имеет место в случае, когда удовлетворяется неравенство

$$\frac{R_н}{R_к + R_н} > \frac{R_1'}{R_1' + R_2} K_0.$$

Схема 8** (рис. 5.73)

К расчету вспомогательных цепей выходного каскада (в каскаде используется комбинированная схема стабилизации рабочей точки с отрицательной обратной связью по току и напряжению; напряжение обратной связи снимается с резисторов $R_э$ и $R_к$)

Схема 8 отличается от схемы 7 выполнением стабилизации рабочей точки транзистора (используется такая же, как и в схеме 3, см. рис. 5.68).

* См. примечание на стр. 258.
** См. описание схем 2, 3 и 6.

Спад плоской вершины импульса за счет цепи связи с нагрузкой

$$\Delta_c = \frac{\tau_и}{C_c(R'_к + R_н)} \left(R'_к = \frac{R_к \cdot R''_2}{R_к + R''_2}\right).$$

Спад плоской вершины импульса за счет цепи эмиттера

$$\Delta_э = \frac{(g_{21} + g_{11})\tau_и}{C_э} \quad \left(\text{при} \quad R_э \gg \frac{\tau_и}{2C_э}\right).$$

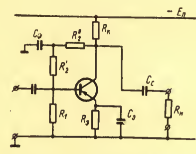


Рис. 5.73. К расчету вспомогательных цепей выходного каскада

Искажение плоской вершины импульса за счет схемы стабилизации

$$\Delta_{ст} = \left(\frac{R'_0 - R_0}{R'_0} - \frac{R'_1}{R'_1 + R'_2} K_0\right)\frac{\tau_и}{C_ф R''_2},$$

где $R'_0 = \dfrac{R_к\, R_н}{R_к + R_н}$, $\quad R_0 = \dfrac{R'_0 R''_2}{R'_0 + R''_2}$, $\quad R'_1 = \dfrac{R_1}{1 + g_{11} R_1}$*,

$$K_0 = g_{21} R_0.$$

---

* См. примечание на стр. 258.

Результирующее искажение плоской вершины импульса

$$\Delta = \Delta_c + \Delta_э - \Delta_{ст}.$$

Из приведенной формулы, учитывающей искажение плоской вершины импульса за счет схемы стабилизации рабочей точки, следует, что подъему плоской вершины импульса соответствует выполнение неравенства

$$\frac{R_0' - R_0}{R_0'} > \frac{R_1'}{R_1' + R_2'} K_0.$$

При этом $\Delta_{ст} > 0$.

Схема 9 (рис. 5.74)

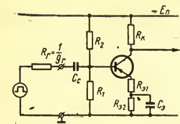
К расчету входной цепи усилителя

Приводимая ниже формула спада плоской вершины импульса за счет входной цепи усилителя может использоваться для расчета как в случае, когда в первом каскаде предусматривается эмиттерная коррекция ($R_{э1} \neq 0$), так и при ее отсутствии ($R_{э1} = 0$). Введение в первый каскад эмиттерной коррекции увеличивает входное сопротивление усилителя, а следовательно, и коэффициент передачи входной цепи (см. п. 5.3.1, схема 11). Одновременно уменьшается спад плоской вершины импульса.

Спад плоской вершины импульса

$$\Delta_{вх} = \frac{\tau_и}{C_c\left(R_г + \dfrac{R_{ст}}{1 + g_{11}' R_{ст}}\right)},$$

где $R_{\text{ст}} = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$, $g'_{11} = \dfrac{g_{11}}{1 + (g_{21} + g_{11}) R_{\text{э}1}}$.



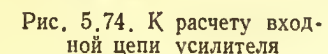


Рис. 5.74. К расчету входной цепи усилителя

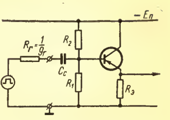


Рис. 5.75. К расчету входной цепи усилителя

Схема 10 (рис. 5.75)

К расчету входной цепи усилителя (первый каскад — эмиттерный повторитель)

Применение эмиттерного повторителя в качестве первого каскада импульсного усилителя позволяет в большей мере, чем при использовании каскада с эмиттерной коррекцией (см. схему 9), повысить коэффициент передачи входной цепи (см. п. 5.3.1, схема 12) и уменьшить спад плоской вершины импульса.

Спад плоской вершины импульса

$$\Delta_{\text{вх}} = \frac{\tau_{\text{и}}}{C_{\text{с}} \left[R_{\text{г}} + \dfrac{R_{\text{ст}}}{1 + \left(1 - K'_{\text{п}}\right) g_{11} R_{\text{ст}}} \right]},$$

где $K_{\text{п}}'$ — коэффициент передачи эмиттерного повторителя.

Литература

[1, 3, 10, 15, 16, 20, 28].

ГЛАВА 6

РАСЧЕТ УСТОЙЧИВОСТИ ЛАМПОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В настоящей главе рассматривается влияние обратной связи через общий источник анодного питания на переходную характеристику реостатного усилителя для случая, когда в качестве источника питания используется выпрямитель с П- или Г-образным фильтром на выходе.

Выходное сопротивление выпрямителя для переменного тока можно приближенно считать имеющим чисто емкостной характер. Оно определяется сопротивлением выходного конденсатора фильтра выпрямителя. На этом конденсаторе при прохождении через него переменных составляющих анодного тока всех ламп усилителя возникает падение напряжения. Напряжение на конденсаторе и его фаза определяются главным образом переменной составляющей тока выходной лампы, которая обычно значительно превышает переменные составляющие тока ламп предварительных каскадов.

Обратимся к схеме трехкаскадного усилителя (рис. 6.1). Из схемы видно, что переменное напряжение, образующееся на конденсаторе C_0, передается на сетки ламп второго и третьего каскадов через элементы анодной цепи предшествующего каскада. Применительно, например, к лампе $Л_2$ резистор R_{a1}, внутреннее сопротивление первой лампы R_{i1} и элементы цепи связи C_c и R_c образуют делитель

(рис 6.2), на концах которого в точках *а* и *б* действует паразитное напряжение ε_0. Часть паразитного напряжения с резистора R_c подается на сетку лампы $Л_2$.

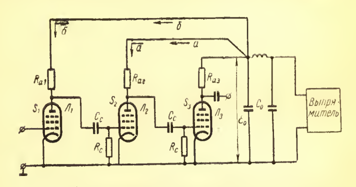


Рис. 6.1 Принципиальная схема трехкаскадного реостатного усилителя с выпрямителем в качестве источника анодного питания.

Стрелками *а* показана цепь отрицательной, а стрелками *б* — положительной паразитной обратной связи

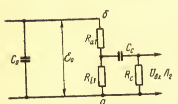


Рис. 6.2. Эквивалентная схема цепи обратной связи, охватывающей второй и третий каскады

В схеме рис. 6.1 имеются две цепи обратной связи.

Одна цепь охватывает выходной каскад (стрелки *а*) — это цепь отрицательной обратной связи.

Вторая цепь охватывает второй и третий каскады (стрелки *б*) — это цепь положительной обратной связи.

Достаточно глубокая положительная обратная связь может вызвать возбуждение усилителя. Однако и в том случае, когда возбуждение не возникает, обратная связь любого знака, если она велика, может оказать сильное влияние на характеристики усилителя.

Частотная характеристика усилителя при положительной обратной связи в силу характерных для рассматриваемой схемы фазовых соотношений претерпевает подъем в области низких частот. При отрицательной обратной связи спад частотной характеристики в области низких частот увеличивается. Изменение формы частотной характеристики происходит именно в области низких частот, так как напряжение обратной связи, образующееся на конденсаторе C_0, на этих частотах больше ввиду емкостного характера внутреннего сопротивления источника питания.

При усилении импульсов обратная связь оказывает влияние на характер воспроизведения вершины импульса и может вызвать подъем плоской вершины (при положительной обратной связи) либо ее спад (при отрицательной обратной связи). Уменьшить влияние обратной связи можно с помощью фильтров, включаемых в цепь обратной связи для увеличения затухания этой цепи.

Оценка влияния паразитной обратной связи через общий источник питания содержит:

— проверку устойчивости усилителя, для чего следует воспользоваться условием устойчивой работы усилителя;

— определение соответственно подъема или спада плоской вершины импульса.

Приводимые далее формулы для подъема (спада) плоской вершины импульса справедливы лишь при выполнении условия устойчивой работы усилителя.

§ 6.1. ПРОВЕРКА УСТОЙЧИВОСТИ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЯ

Двухкаскадный усилитель. Двухкаскадный реостатный усилитель всегда устойчив. Здесь имеет место отрицательная обратная связь, охватывающая один выходной каскад.

Трехкаскадный усилитель. Схема трехкаскадного усилителя приведена на рис. 6.1. Паразитная обратная связь с выхода усилителя на сетку лампы $Л_2$ может привести к возбуждению усилителя.

Если в анодной цепи первой лампы отсутствует фильтр (рис. 6.3), то условием устойчивой работы усилителя будет выполнение неравенства

$$K_{023} < \frac{2\tau_0}{\tau_c}, \tag{6.1}$$

где $K_{023}=K_{02}K_{03} = S_2R_{a2}S_3R_{a3}$ — произведение коэффициентов усиления второго и третьего каскадов;
τ_c и τ_0 — постоянные времени, соответственно равные C_cR_c и C_0R_{a3}.

Если оконечный каскад — катодный повторитель, то K_{03} представляет коэффициент передачи катодного повторителя, а постоянная времени τ_0 определяется по приближенной формуле

$$\tau_0 \approx C_0 \frac{R_к}{1 - \frac{R_к}{K_{03} R_{a2}}}.$$

При наличии одной ячейки фильтра (рис. 6.4) условие устойчивой работы трехкаскадного усилителя представится в виде

$$K_{023} < \frac{2\tau_0}{\tau_c} \cdot \frac{1+\eta}{1+\frac{\eta}{1+\eta}}, \tag{6.2}$$

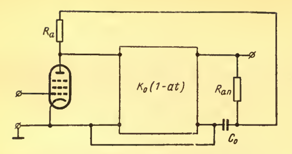


Рис. 6.3. К расчету устойчивости работы усилителя при отсутствии развязывающих ячеек в цепях анодного питания

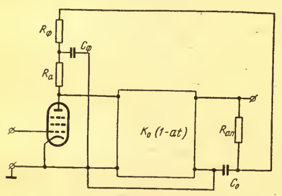


Рис. 6.4. К расчету устойчивости работы усилителя

В анодной цепи первой лампы содержится одна развязывающая ячейка

где

$$\eta = \frac{\tau_ф}{\tau_c}, \qquad \tau_ф = C_ф R_ф.$$

При фильтре, состоящем из двух ячеек (рис. 6.5 и рис. 6.6), условие устойчивой работы запишется так (постояииые времени $\tau_{ф1}$ и $\tau_{ф2}$ предполагаются одииаковыми):

$$K_{023} < \frac{2\tau_0}{\tau_c}(1+\eta)(1-\eta x^2), \qquad (6.3)$$

где

$$x^2 = \frac{1+\eta^2+4\eta - \sqrt{(1+\eta^2+4\eta)^2 - 4\eta^2}}{2\eta^2},$$

$$\eta = \frac{\tau_{ф1}}{\tau_c} = \frac{\tau_{ф2}}{\tau_c}.$$

При $\eta > 3$ вместо точного условия (6.3) можно пользоваться приближенным условием

$$K_{023} < \frac{2\tau_0}{\tau_c} \cdot \frac{1+\eta}{1+\frac{1}{3+\eta}}. \qquad (6.4)$$

Сравнение формул (6.2) и (6.3) или (6.2) и (6.4) показывает, что добавление второй фильтрующей ячейки увеличивает предельный коэффициеит усиления не более чем вдвое. Сравнительио малое влияиие на повышеиие устойчивости, оказываемое добавлением второй ячейки, обусловливается тем, что с включеиием второй ячейки понижается частота, иа которой возможио возбуждение, а коэффициент фильтрации каждой ячейки (отиошеиие иапряжения на выходе к иапряжению иа входе ячейки), как известно, зависит от частоты ($K_ф \approx \omega C_ф R_ф$) и будет тем меньше, чем меиьше ча-

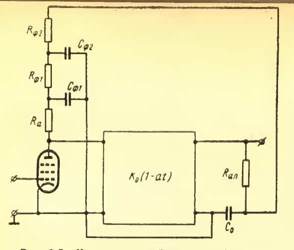


Рис. 6.5. К расчету устойчивости работы усилителя

В анодной цепи первой лампы содержится две развязывающие ячейки

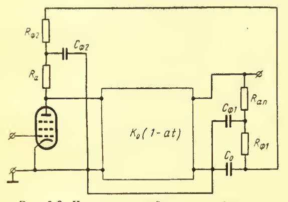


Рис. 6.6. К расчету устойчивости работы усилителя

В анодных цепях ламп первого и выходного каскадов содержится по одной развязывающей ячейке

стота. Отметим, что развязывающий фильтр может нести и корректирующую функцию, если подойти соответствующим образом к выбору значений элементов фильтра.

Если для корректирующего фильтра емкость конденсатора $C_ф$ определяется требованием получить данный подъем вершины импульса, а сопротивление резистора $R_ф$ должно удовлетворять условию

$$R_ф \gg \frac{\tau_и}{2C_ф}, \quad (6.5)$$

где $\tau_и$ — длительность импульса, то для развязывающего фильтра как $C_ф$, так и $R_ф$ желательно иметь возможно бóльшими.

Если емкость конденсатора $C_ф$ в развязывающем фильтре выбрана достаточно большой, так что $C_ф R_а \gg C_с R_с$, то прямое влияние этого фильтра (без учета влияния по цепи обратной связи) на частотную характеристику и на воспроизведение плоской вершины импульса мало и с ним можно не считаться. Сопротивление резистора фильтра $R_ф$ желательно во всех случаях выбрáть наибольшим, поскольку это ведет к повышению устойчивости. Наибольшее допустимое сопротивление резистора $R_ф$ может быть определено по характеристикам лампы исходя из предельно допустимого наклона нагрузочной прямой для постоянного тока.

В трехкаскадном усилителе корректирующий фильтр целесообразно включить в анодную цепь первой или выходной лампы или в обе эти цепи. Корректирующие ячейки, включенные в указанные цепи, выполняют не только функцию коррекции, но дают также и некоторое повышение устойчивости усилителя.

Четырехкаскадный усилитель. В случае четырехкаскадного усилителя необходимо проверить устойчивость работы его последних трех каскадов, применив для этого

формулы, приведенные для трехкаскадного усилителя. Если последние три каскада усилителя устойчивы, то и усилитель в целом будет устойчив.

§ 6. 2. РАСЧЕТ ИСКАЖЕНИЯ ВЕРШИНЫ ИМПУЛЬСА ПРИ ДЕЙСТВИИ ПАРАЗИТНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

В данном разделе приводится формула для приближенного расчета спада (подъема) плоской вершины импульса с учетом влияния обратной связи через общий источник питания. В связи с отсутствием в литературе сведений по рассматриваемому вопросу ниже дается также и вывод указанной формулы.

Обратимся вновь к схеме рис. 6.1. На этой схеме не изображены паразитные емкости, шунтирующие нагрузки каскадов: для импульсов, длительность которых много больше времени установления*, они не оказывают заметного влияния на воспроизведение плоской вершины импульса. Пренебрежение влиянием этих паразитных емкостей позволяет существенно упростить вывод формулы для оценки искажений, если обратить внимание на то, что при таком допущении импульс на выходе усилителя появляется одновременно с подведением импульса к входу усилителя, т. е. отсутствует запаздывание [18]. Следовательно, импульс на входе цепи обратной связи также появляется одновременно с импульсом на входе усилителя.

Рассмотрим n-каскадный усилитель и для определенности будем интересоваться влиянием той цепи обратной связи, которая охватывает последние $n-1$ каскадов.

Обозначим коэффициент усиления указанных $n-1$ каскадов через K_{0n-1}, а временную зависимость коэффици-

* Т. е. имеющих плоскую вершину.

ента усиления этих же каскадов через $K_{n-1}(t)$. Очевидно, что $K_{n-1}(t) = K_{0n-1}h(t)$, где $h(t)$ — соответствующая переходная характеристика. Временную зависимость коэффициента передачи цепи обратной связи обозначим через $\beta(t)$.

Используя введенные обозначения, легко записать выражение для временной зависимости коэффициента усиления рассматриваемых каскадов с учетом обратной связи в виде

$$K'_{n-1}(t) = \frac{K_{n-1}(t)}{1 \pm K_{n-1}(t)\beta(t)}. \qquad (6.6)$$

Замечая, что $K'_{n-1}(t) = K_{0n-1}\, h'(t)$, где $h'(t)$ — переходная характеристика с учетом обратной связи, получим

$$h'(t) = \frac{h(t)}{1 \pm K_{0n-1}\, h(t)\beta(t)}. \qquad (6.7)$$

В большинстве случаев представляет интерес лишь небольшой участок переходной характеристики, имеющей спад (подъем), не превышающий 10%. В этом случае для переходной характеристики усилителя или части его каскадов будет справедливо следующее приближенное выражение:

$$h(t) \approx 1 - at, \qquad (6.8)$$

где a — постоянный коэффициент.

Подставляя (6.8) в (6.7), получим

$$h'(t) \approx \frac{1 - at}{1 \pm K_{0n-1}(1 - at)\beta(t)}. \qquad (6.9)$$

Учитывая, что правая часть знаменателя при значениях t, соответствующих малому спаду, должна быть во всяком случае значительно меньше единицы, получим

$$h'(t) \approx (1 - at)\left[1 \pm K_{0n-1}(1 - at)\beta(t)\right]. \qquad (6.10)$$

Так как $K_{0n-1}\beta(t)$ имеет тот же порядок малости, что и at, которое значительно меньше единицы, то в выражении (6.10) после его раскрытия допустимо пренебречь членами следующих порядков малости. Выполняя указанное, окончательно получим

$$h'(t) \approx 1 - at \pm K_{0n-1}\beta(t). \qquad (6.11)$$

Если через Δ_p обозначить результирующую величину спада (подъема) вершины импульса для усилителя с обратной связью, то, учитывая (6.11), получим

$$\Delta_p = a\tau_и \pm K_{0n-1}\beta(\tau_и) + \Delta_1 = \Delta \pm K_{0n-1}\beta(\tau_и), \qquad (6.12)$$

где $\Delta = a\tau_и + \Delta_1$.

Здесь $\tau_и$ — длительность импульса, спад (подъем) плоской вершины которого подлежит определению;

Δ_1 — спад плоской вершины импульса за счет цепей тех каскадов усилителя, которые не охватываются рассматриваемой цепью обратной связи;

Δ — спад плоской вершины импульса, даваемый усилителем без учета влияния цепи обратной связи

Знак «+» в формуле (6.11) перед $K_{0n-1}\beta(t)$ или «—» в формуле (6.12) соответствует случаю положительной обратной связи. При отрицательной обратной связи знаки будут обратными.

Величина $\beta(\tau_и)$ зависит от схемы цепи обратной связи. Ниже указываются выражения $\beta(\tau_и)$ и постоянные времени для разных схем.

Схема рис. 6.3. В этой схеме цепь обратной связи не содержит развязывающей ячейки

$$\beta(\tau_и) = \frac{\tau_и}{\tau_0}, \quad \tau_0 = C_0 R_{an}.$$

Схема рис.6.4. В этой схеме развязывающая ячейка включена в анодную цепь первой лампы (формулы, приводимые

ниже, справедливы также для случая, когда развязывающая ячейка включена в анодную цепь выходной лампы);

$$\beta(\tau_и) = \frac{\tau_и^2}{2\tau_0 \tau_ф}, \qquad \tau_0 = C_0 R_{ап}, \qquad \tau_ф = C_ф R_ф.$$

Схема рис. 6.5 и схема рис. 6.6. В схеме рис. 6.5 в анодной цепи первой лампы содержатся две развязывающие ячейки, а в схеме рис. 6.6 в анодную цепь первой лампы и в анодную цепь лампы выходного каскада включено по одной развязывающей ячейке. Для обеих схем значение $\beta(\tau_и)$ определяется одинаково и равно

$$\beta(\tau_и) = \frac{\tau_и^3}{6\tau_0 \tau_{ф1} \tau_{ф2}},$$

где $\tau_0 = C_0 R_{ап}$, $\tau_{ф1} = C_{ф1} R_{ф1}$, $\tau_{ф2} = C_{ф2} R_{ф2}$.

Следует иметь в виду, что определение подъема плоской вершины импульса за счет влияния цепи обратной связи можно считать выполненным правильно лишь в том случае, если $K_{0n-1}\beta(\tau_и)$ оказалось много меньше единицы. Во всяком случае $K_{0n-1}\beta(\tau_и)$ должно быть $\leqslant 0{,}1$.

В многокаскадном усилителе напряжение паразитной обратной связи через общий источник питания вводится в цепи сеток ламп всех каскадов, за исключением первого. Таким образом, в усилителе имеется несколько цепей обратной связи. Обратная связь, охватывающая нечетное число каскадов (ведя счет от выходного каскада и соответственно считая его нечетным каскадом), является отрицательной обратной связью. Она обусловливает дополнительный спад плоской вершины импульса. Обратная связь, охватывающая четное число каскадов, является положительной и вызывает подъем плоской вершины.

Однако при оценке влияния цепей обратной связи на степень искажения плоской вершины импульса обычно достаточно ограничиться оценкой влияния той цепи, которая охватывает наибольшее число каскадов усилителя. Для этого случая можно записать следующую приближенную формулу:

$$\Delta_p \approx \Delta + (-1)^n \frac{K}{K_{01}} \beta(\tau_и). \qquad (6.13)$$

Здесь K — общий коэффициент усиления усилителя;
K_{01} — коэффициент усиления первого каскада;
Δ — спад вершины импульса усилителя без учета цепи обратной связи;
n — число каскадов усилителя.

Получение отрицательного значения для Δ_p означает, что плоская вершина импульса на выходе усилителя имеет подъем.

Рекомендуется следующий порядок расчета спада (подъема) плоской вершины импульса усилителя.

1. На основании расчета усилителя и принятого числа фильтрующих ячеек определяются постоянные времени τ_0 и $\tau_ф$ (или τ_0, $\tau_{ф1}$ и $\tau_{ф2}$).

2. В соответствии с выбранной схемой рассчитывается величина $\beta(\tau_и)$.

3. По формуле (6.13) определяется результирующий спад (подъем) вершины импульса.

Литература

[1, 18, 26].

ПРИЛОЖЕНИЯ

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

К СОГЛАСОВАНИЮ НА ВХОДЕ ЛИНИИ

На рис. П.1 представлена принципиальная схема катодного повторителя, нагруженного на кабельную линию. Предполагается, что в линии отсутствуют потери. Для определенности примем $Z_в < \frac{1}{S}$, где $Z_в$—волновое сопротивление линии. При указанном соотношении $Z_в$ и $\frac{1}{S}$ для получения согласования между точками *а* и *б* (см. рис. П.1) необходимо включить резистор $R_к$. Сопротивление резистора $R_к$ должно соответствовать условию

$$\frac{\frac{1}{S} R_к}{\frac{1}{S} + R_к} = Z_в, \qquad (П.1)$$

которое является условием согласования линии на ее входе. Это легко видеть, если обратиться к

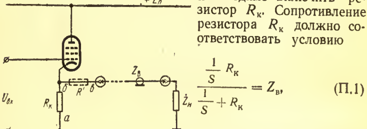


Рис. П.1. Принципиальная схема катодного повторителя с кабельной линией в качестве нагрузки

эквивалентной схеме катодного повторителя, которая для рассматриваемого случая представлена на рис. П.2.

Используя теорему об эквивалентном генераторе и условие (П.1), от схемы рис. П.2 представляется удобным

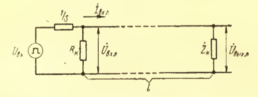


Рис. П.2. Эквивалентная схема катодного повторителя, нагруженного на кабельную линию

перейти к схеме рис. П.3. Эквивалентной схеме рис. П.3 соответствует также случай $Z_в > \frac{1}{S}$. Согласование линии на входе для этого случая достигается включением между точками *б* и *в* резистора R' (см. пунктир на рис. П.1).

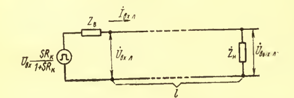


Рис. П.3. Эквивалентная схема катодного повторителя при согласовании на входе линии

Условие согласования на входе при $Z_в > \frac{1}{S}$ записывается в виде

$$\frac{\frac{1}{S} R_к}{\frac{1}{S} + R_к} + R' = Z_в. \qquad (П.2)$$

Входное сопротивление линии без потерь, нагруженной на конце в общем случае на комплексное сопротивление $\dot{Z}_н$, как известно, равно

$$\dot{Z}_{вх} = Z_в \frac{\dot{Z}_н + jZ_в \operatorname{tg} \beta l}{Z_в + j\dot{Z}_н \operatorname{tg} \beta l}, \qquad (П.3)$$

где $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c}$ — волновой коэффициент (λ — длина волны, c — скорость света).

Ток на входе линии

$$\dot{I}_{вх.\,л} = \frac{U_{вх} \frac{SR_к}{1 + SR_к}}{Z_в + \dot{Z}_{вх}} = \frac{U_{вх} \frac{SR_к}{1 + SR_к}}{Z_в + Z_в \frac{\dot{Z}_н + jZ_в \operatorname{tg} \beta l}{Z_в + j\dot{Z}_н \operatorname{tg} \beta l}}. \qquad (П.4)$$

Напряжение на входе линии

$$\dot{U}_{вх.\,л} = \dot{I}_{вх.\,л} \dot{Z}_{вх} = U_{вх} \frac{SR_к}{1 + SR_к} \cdot \frac{\frac{\dot{Z}_н + jZ_в \operatorname{tg} \beta l}{Z_в + j\dot{Z}_н \operatorname{tg} \beta l}}{1 + \frac{\dot{Z}_н + jZ_в \operatorname{tg} \beta l}{Z_в + j\dot{Z}_н \operatorname{tg} \beta l}}. \qquad (П.5)$$

В теории длинных линий доказывается приводимое ниже выражение (П.6), которое связывает напряжение на конце линии с напряжением и током в начале линии:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{вх. л}} \cos \beta l - j I_{\text{вх. л}} Z_{\text{в}} \sin \beta l. \qquad (\text{П. } 6)$$

Подставляя (П.4) и (П.5) в (П.6), после преобразований получим

$$\dot{U}_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{S R_{\text{к}}}{1 + S R_{\text{к}}} \cdot \frac{\dot{Z}_{\text{н}}}{Z_{\text{в}} + \dot{Z}_{\text{н}}} e^{-j\beta l}. \qquad (\text{П. } 7)$$

Таким образом, как видно из выражения (П.7), при условии согласования линии с источником сигналов на ее входе, на выходе линии не возникает дополнительных (за счет влияния линии) искажений формы сигнала. Сигнал лишь сдвигается во времени (влияние множителя $e^{-j\beta l}$).

Для часто встречающегося случая емкостной нагрузки, т. е. при

$$\dot{Z}_{\text{н}} = \frac{1}{j \omega C}, \qquad (\text{П. } 8)$$

на основании (П.7) найдем

$$\dot{U}_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{S R_{\text{к}}}{1 + S R_{\text{к}}} \cdot \frac{1}{1 + j \omega C Z_{\text{в}}} e^{-j\beta l}. \qquad (\text{П. } 9)$$

Соответствующая переходная характеристика представится в виде

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t - \tau_{\text{зап}}}{C Z_{\text{в}}}}, \qquad (\text{П. } 10)$$

где $\tau_{\text{зап}}$ — время запаздывания сигнала в линии.

Время запаздывания можно определить по формуле

$$\tau_{зап} = \frac{l\,[м]\,\sqrt{\varepsilon}}{300}\,[мксек], \qquad (П. 11)$$

где l — геометрическая длина линии;

ε — электрическая постоянная материала заполнения кабельной линии.

Время установления определяется формулой

$$\tau = 2{,}2CZ_в. \qquad (П. 12)$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Таблица средних значений параметров транзисторов *
(Таблица составлена с учетом данных, приведенных в [10, 33]; в таблице для $f_г$ указано минимальное значение)

Тип транзистора	Режим измерений: $I_к$, *ма*	Режим измерений: $E_к$, *в*	g_{11}, *сим*	g_{21}, *ма/в*	g_{22}, *мксим*	$f_г$, *Мгц*	f_α, *Мгц*	τ, *мксек*	$r_б$, *ом*	$C_к$, *пф*	α_0	$\overset{*}{I}_{ко}$**, *мка*
П401	5	—5	0,0025	60	<30	30	—	0,06	200	7	0,98	1,5 (10)
П402	5	—5	0,0025	60	<30	60	—	0,021	80	5	0,98	1 (5)
П403	5	—5	0,0015	80	<30	120	—	0,007	40	5	0,99	1 (5)
П12	1	—6	0,005	140	—	—	7	0,38	120	17	0,97	1,5 (6)
П12А	1	—6	0,005	140	—	—	7	0,38	120	17	0,97	1,5 (6)
П406	1	—6	0,003	140	—	—	12	0,22	120	17	0,98	1,2 (6)
П407	1	—6	0,0015	140	—	—	20	0,13	120	17	0,99	1,2 (6)

* Расчет усилителя, основанный на использовании приведенных средних значений параметров транзисторов, следует рассматривать как ориентировочный в связи с большим разбросом параметров. Действительные параметры отдельных экземпляров могут отклоняться от средних значений на сто и более процентов.

** В графе $\overset{*}{I}_{ко}$ в скобках указано максимальное значение обратного тока коллекторного перехода.

Тип транзистора	Режим измерений		g_{11}, *сим*	g_{21}, *ма/в*	g_{22}, *мксим*	$f_{г}$, *Мгц*	f_{α}, *Мгц*	τ, *мксек*	$r_{б}$, *ом*	$C_{к}$, *пф*	α_0	$I^{*}_{ко}{}^{**}$, *мка*
	$I_{к}$, *ма*	$E_{к}$, *в*										
П410	5	—5	0,0025	120	< 30	200	—	0,0063	100	3	0,98	1 (2)
П410А	5	—5	0,001	120	< 30	200	—	0,0063	100	3	0,992	1 (2)
П411	5	—5	0,0025	120	< 30	400	—	0,0014	70	3	0,98	1 (2)
П411А	5	—5	0,001	120	< 30	400	—	0,0014	70	3	0,992	1 (2)

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Таблица предельно допустимых эксплуатационных данных режима транзисторов

Тип	$E_{к\ max}$, *в*	$I_{к\ max}$, *ма*	$P_{к\ max}$, *мвт*
П401	10	10	50
П402	10	10	50
П403	10	10	50
П12	6	5	30
П12А	6	5	30
П406	6	5	30
П407	6	5	30
П410	6	20	100
П410А	6	20	100
П411	6	20	100
П411А	6	20	100

Примечание. Максимальная температура окружающей среды для приведенных типов транзисторов $t_{max} = 70°C$.

ВХОДНЫЕ И ВЫХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕКОТОРЫХ ТИПОВ ТРАНЗИСТОРОВ*

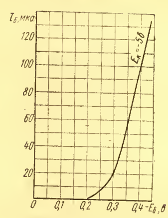


Рис. П.4. Типовая входная характеристика транзисторов П401 — П403 для схемы с общим эмиттером

* Расчет усилителя с использованием приведенных типовых входных и выходных характеристик следует рассматривать как ориентировочный в связи с большим разбросом параметров транзисторов.

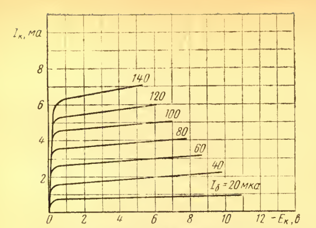


Рис. П.5. Типовые выходные характеристики транзисторов П401 и П402 для схемы с общим эмиттером

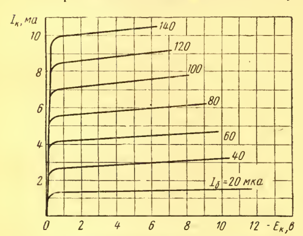


Рис. П.6. Типовые выходные характеристики транзистора П403 для схемы с общим эмиттером

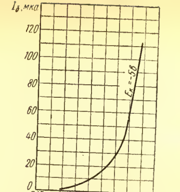


Рис. П.7. Типовая входная характеристика транзисторов П410 — П411А для схемы с общим эмиттером

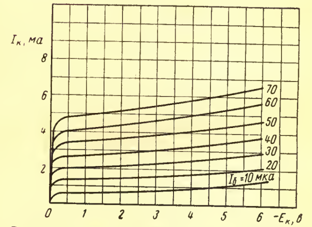


Рис. П.8. Типовые выходные характеристики транзисторов П410 — П411А для схемы с общим эмиттером

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

Таблица основных данных ламповых триодов

Тип лампы	Анод		Управляющая сетка E_c, *в*	Параметры			Емкость				Предельная мощность, рассеиваемая анодом, P_a, *вт*
	E_a, *в*	I_a, *ма*		μ	R_i, *ком*	S, *ма/в*	входная $C_{вх}$, *пф*	выходная $C_{вых}$, *пф*	проходная C_{ac}, *пф*	катод—подогреватель $C_{кп}$, *пф*	
6С3П	150	16	—1,7	50	2,6	19,5	6,5	1,65	<2,4	<7	3
6С4П	150	13	—2,0	50	2,6	19,5	11,5	3,7	<0,17	<7	3
6С15П	150	40	—1,2	50	1,1	45	11	1,8	<5	<10	6,5
6Н1П	250	9	—4,0	35	7,6	4,5	3,1	2,0	<2,2	<5,6	2,2
6Н3П	150	8,5	—2,0	36	6,1	5,9	2,7	1,5	<1,6		1,8
6Н6П	120	23	—3	20	1,8	11	4,4	1,8	<3,5	<8	4,8
6Н15Н	100	7	—1,0	40	7,2	5,6	2	0,45	1,4	5,4	1,6

Примечание. Для двойных триодов 6Н1П ÷ 6Н15П указаны данные для каждого триода.

Таблица основных данных пентодов

Тип лампы	Анод		Экранирующая сетка		Управляющая сетка	Параметры		Емкость				Предельная мощность, рассеиваемая анодом, $P_а$, *вт*	Предельная мощность, рассеиваемая экранирующей сеткой, $P_э$, *вт*
	$E_а$, *в*	$I_а$, *ма*	$E_э$, *в*	$I_э$, *ма*	$E_с$, *в*	S, *ма/в*	R_i, *ком*	входная $C_{вх}$, *пф*	выходная $C_{вых}$, *пф*	проходная $C_{ас}$, *пф*	катод — подогреватель $C_{кп}$, *пф*		
6Ж1П	120	8,0	120	3	—1,7	5,15	300	4,35	2,35	<0,02	<4,6	1,8	0,55
6Ж2П	120	5,6	120	4	—1,9	3,85	160	4,5	2,4	<0,018	<4,5	1,8	0,85
6Ж3П	250	7	150	2	—1,8	5	800	6,5	1,5	<0,025	—	2,5	0,55
6Ж4П	250	11	150	4,5	—1,0	5,7	900	6,3	6,3	<0,0035	—	3,5	0,90
6Ж5П	300	10	150	2,5	—2	9	500	8,5	2,2	<0,03	—	3,6	0,50
6Ж9П	150	14,5	150	4,5	—1,5	17,5	150	8,5	3,35	<0,03	<7	3,0	0,75
6Ж10П	200	5,5	100	3,0	—1,0	9,5	100	8,5	3,9	<0,025	<7	3,0	0,75
6Ж11П	150	26	150	7,5	—1,5	28	34	14	3,5	<0,05	<10	4,9	1,2
6Ж20П	150	17	150	6	—1,3	17	90	8,6	2,5	<0,04	—	4,0	0,9
6Ж21П	150	18	150	5	—1,1	17	60	5,9	1,9	<0,035	—	2,5	0,75
6Ж22П	150	30	150	7,5	—1,2	30	65	9,0	2,4	<0,05	—	5,0	1,2
6К4П	250	10	100	3,7	—1,1	4,4	450	6,4	6,7	<0,0045	5,5	3,0	0,6
6П1П	250	44	250	7	—12	4,9	47,5	8	5	<0,7	—	12	2,5
6П14П	250	45	250	7	—6,2	11,3	30	11	7	0,2	—	12	2
6П15П	250	30	150	4,5	—2,6	14,7	100	13,5	7	<0,07	—	12	1,5
6П18П	170	53	170	8	—6,8	11	22	11,5	6	0,2	—	12	2,5
6П9	300	28	150	7	—3	11,7	80	13	7,5	<0,06	—	9	1,5
6П3С	250	72	250	5	—14	6	22,5	11	6,7	<1	11	20,5	2,75

Примечание. У пентодов 6Ж21П и 6Ж22П напряжение катодной сетки 12,6 *в*

АНОДНО-СЕТОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕКОТОРЫХ ТИПОВ ЛАМП*

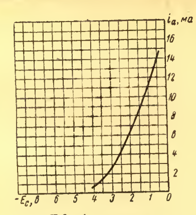


Рис. П.9. Анодно-сеточная характеристика лампы 6Ж1П при $E_a = 120$ в и $E_э = 120$ в

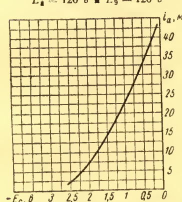


Рис. П.10. Анодно-сеточная характеристика лампы 6Ж9П при $E_a = 150$ в и $E_э = 150$ в

* Приведены характеристики ламп, используемых в выходных каскадах импульсных усилителей

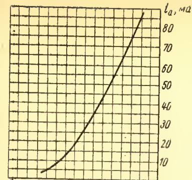


Рис. П.11. Анодно-сеточная характеристика лампы 6П1П при $E_а = 250$ *в* и $E_э = 250$ *в*

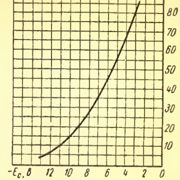


Рис. П.12. Анодно-сеточная характеристика лампы 6П14П при $E_а = 250$ *в* и $E_э = 250$ *в*

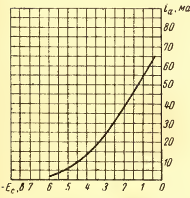


Рис. П.13. Анодно-сеточная характеристика лампы 6П15П при $E_а = 250$ *в* и $E_э = 150$ *в*

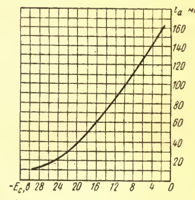


Рис. П.14. Анодно-сеточная характеристика лампы 6П3С при $E_а = 250$ *в* и $E_э = 250$ *в*

Стандартизованные ряды номинальных сопротивлений резисторов с различными допускаемыми отклонениями

Допускаемые отклонения от номинальных величин сопротивлений								
±5%	±10%	±20% *	±5%	±10%	±20% *	±5%	±10%	±20% *
Номинальные сопротивления: омы, десятки ом, сотни ом, килоомы, десятки килоом, сотни килоом, мегомы								
1,0	1,0	1,0	2,2	2,2	2,2	4,7	4,7	4,7
1,1			2,4			5,1		
1,2	1,2		2,7	2,7		5,6	5,6	
1,3			3,0			6,2		
1,5	1,5	1,5	3,3	3,3	3,3	6,8	6,8	6,8
1,6			3,6			7,5		
1,8	1,8		3,9	3,9		8,2	8,2	
2,0			4,3			9,1		
						10	10	10

* Переменные непроволочные резисторы изготовляют с номинальными сопротивлениями только по этому ряду, начиная с 47 *ом*, с допускаемыми отклонениями от номинала ±20, ±25 и ±30%.

ПРИЛОЖЕНИЕ 9

Стандартизованные ряды номинальных емкостей конденсаторов постоянной емкости *

Допускаемые отклонения от номинальных емкостей							
±2% ±5%	±10%	±20% **	±5% ±10%	±20%	±5% ±10% ±20%		
Номинальные емкости: пикофарады, десятки, сотни и тысячи пикофарад			Номинальные емкости: микрофарады				
1,0	1,0	1,0	0,01	0,01	0,1	1,0	10
1,1							
1,2	1,2		0,012				
1,3							

±2% ±5%	±10%	±20% **	± 5% ± 10%	±20%	± 5% ±10% ±20%		
Номинальные емкости: пикофарады, десятки, сотни и тысячи пикофарад			Номинальные емкости. микрофарады				
1,5	1,5	1,5	0,015	0,015	0,15	1,5	15
1,6							
1,8	1,8		0,018	0,018			
2,0			(0,02)	(0,02)	(0,2)	(2,0)	(20)
2,2	2,2	2,2	0,022	0,022	0,22	2,2	22
2,4			(0,025)	(0,025)	(0,25)		(25)
2,7	2,7		0,027				
3,0			(0,03)	(0,03)			(30)
3,3	3,3	3,3	0,033	0,033	0,33	3,3	33
3,6							
3,9	3,9		0,039				
4,3			(0,04)	(0,04)		(4,0)	
4,7	4,7	4,7	0,047	0,047	0,47	4,7	47
5,1			(0,05)	(0,05)	(0,5)		
5,6	5,6		0,056				
6,2						(6,0)	
6,8	6,8	6,8	0,068	0,068	0,68	6,8	68
7,5			(0,07)	(0,07)			
8,2	8,2		0,082			(8,0)	
9,1							100
10	10	10					

* В скобках указаны не предусмотренные ГОСТ 2519—60 номинальные емкости, с которыми изготовляются начатые производством до введения этого ГОСТ бумажные конденсаторы КБ, КБГ-И, КБГ-М, КБГ-МП, КБГ-МН, металлобумажные конденсаторы МБГ-Ц, МБГ-П, МБГО и некоторых других типов.

Стандартизованные емкости электролитических конденсаторов: 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000 и 5000 *мкф*.

** С допускаемыми отклонениями $^{+80}_{-20\%}$ и $^{+100}_{-40\%}$ и номинальными емкостями порядка сотен и тысяч пикофарад по этому же ряду изготовляются керамические конденсаторы.

ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Пример П.1. Рассчитать усилитель импульсных сигналов на лампах. Нагрузка усилителя — электронная схема с входной емкостью $C_{вх}=13$ *пф*. Внутреннее сопротивление источника сигнала $R_{г}=1600$ *ом*. Параметры импульса на входе усилителя: амплитуда $U_{вх}=5$ *мв*, длительность $\tau_{и}=1-50$ *мксек*, форма — прямоугольная. Считается, что импульсы следуют с большой скважностью. Коэффициент усиления усилителя $K=6000$ (амплитуда импульса на выходе $U_{вых}=30$ *в*). Полярность выходных импульсов отрицательная. Допустимые искажения: время установления $\tau_{у}=0,15$ *мксек*, выброс $\delta<2\%$, спад вершины импульса $\Delta<4\%$. Напряжение источника питания $E_{п}=150$ *в*. Усилитель питается от выпрямителя, причем емкость выходного конденсатора фильтра выпрямителя равна 50 *мкф*.

Примем следующий общий порядок проектирования усилителя. Вначале рассчитываются выходной каскад и входная цепь. Далее определяется число предварительных каскадов, производится выбор схем отдельных каскадов и их расчет.

Прежде всего на основе технических требований определяются основные параметры (коэффициент усиления, время установления и выброс) каскадов усилителя и его входной цепи. Указанные параметры зависят от выбора отдельных элементов схемы, которые входят в цепи, имеющие малую постоянную времени. Цепи с малой постоянной времени являются основными цепями, определяющими основные черты схемы усилителя. Далее схема усилителя дополняется вспомогательными цепями — цепями с большой постоянной времени — и производится их

расчет. Эти цепи обеспечивают режим работы каскадов, связь между ними, а также фильтрацию паразитных колебаний. Расчетом цепей с большой постоянной времени заканчивается электрический расчет усилителя.

Расчет выходного каскада

Определяем необходимый импульс тока (для выбора лампы выходного каскада). С этой целью задаемся ориентировочно выходной емкостью лампы $C_{вых.л} = 4$ *пф*, емкостью монтажа $C_м = 4$ *пф* и временем установления выходного каскада $\tau_{у.вых} = 0{,}6\ \tau_у$, где $\tau_у$ — общее время установления усилителя.

При указанном соотношении $\tau_{у.вых}$ и $\tau_у$, если общее число каскадов усилителя не превысит четырех, время установления выходного и предварительного каскадов окажутся достаточно близкими и, следовательно, не возникает необходимости в выборе другой лампы или в ином распределении времени установления между каскадами.

Итак, последовательно находим общую емкость нагрузки усилителя $C_н$, время установления выходного каскада $\tau_{у.вых}$ и далее согласно формуле (3.3) импульс тока I_m:

$$C_н = C_{вых.л} + C_м + C_{вх} = 4 + 4 + 13 = 21 \ пф,$$

$$\tau_{у.\,вых} = 0{,}6\tau_у = 0{,}6 \cdot 0{,}15 = 0{,}09 \ мксек,$$

$$I_m \geqslant \frac{2{,}2U_{вых}C_н}{\tau_{у.\,вых}} = \frac{2{,}2 \cdot 30 \cdot 21 \cdot 10^{-12}}{0{,}09 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^3 \approx 15{,}4 \ ма.$$

Если в выходном каскаде предусмотреть высокочастотную коррекцию, то необходимый импульс тока будет меньше в $\frac{2{,}2}{y}$ раз.

Учитывая, что напряжение источника питания $E_п = 150$ *в*, для выходного каскада может подойти лампа

6Ж1П (см. приложения 6 и 7) при условии применения высокочастотной коррекции, так как максимальный импульс тока этой лампы несколько меньше 15,4 *ма*. Использование коррекции позволяет уменьшить необходимый импульс тока примерно в 1,5 раза.

Применим в выходном каскаде параллельную схему коррекции (рис. 5.13, *а*) при коэффициенте коррекции $k=0{,}25$, которому соответствует (согласно графикам рис. 4.2 и 4.3) $У=1{,}56$ и $\delta=0$.

В ряде случаев емкость нагрузки импульсного усилителя может испытывать некоторые изменения (например, при смене нагрузки). Поэтому именно в выходном каскаде (для большей стабильности параметров усилителя) желательно, применяя высокочастотную коррекцию, не допускать выброса в его переходной характеристике или ограничиться малым выбросом порядка 1%.

Таким образом, необходимый импульс тока при коэффициенте коррекции $k=0{,}25$ равен

$$I_m = 15{,}4\,\frac{У}{2{,}2} = 15{,}4\,\frac{1{,}56}{2{,}2} \approx 11 \text{ ма}.$$

Определяем сопротивление резистора $R_а$:

$$R_а = \frac{U_{вых}}{I_m} = \frac{30}{11\cdot 10^{-3}}\cdot 10^{-3} = 2{,}7 \text{ ком}.$$

Уточняем емкость нагрузки и время установления выходного каскада:

$$C_н = C_{вых.л} + C_м + C_{вх} = 2{,}35 + 4 + 13 \approx 19 \text{ пф},$$

$$\tau_{у.\,вых} = УC_н R_а = 1{,}56\cdot 19\cdot 10^{-12}\cdot 2{,}7\cdot 10^{3}\cdot 10^{6} \approx 0{,}08 \text{ мксек}.$$

На рис. П.15 представлена анодно-сеточная характеристика лампы 6Ж1П. Выбираем рабочую точку на нижнем сгибе характеристики при $E_с=-3$ *в* (полярность импульса отрицательная). При этом $I_{а0}=2{,}6$ *ма*, $I_э=1{,}5$ *ма*.

Как видно из рис. П.15, лампа 6Ж1П хорошо используется по импульсу тока. Из рис. П.15 следует также, что импульс на входе оконечного каскада должен иметь амплитуду $U_{вх.ок} = 2{,}35$ *в*. Таким образом, коэффициент усиления выходного каскада равен

$$K_{вых} = \frac{U_{вых}}{U_{вх.\ ок}} = \frac{30}{2{,}35} \approx 12{,}8.$$

Определяем индуктивность корректирующей катушки выходного каскада:

$$L = kC_{н} R_{а}^{2} = 0{,}25 \cdot 19 \cdot 10^{-12} (2{,}7 \cdot 10^{3})^{2} \cdot 10^{6} \approx 35\ мкгн.$$

Расчет входной цепи

На рис. П.16 представлена схема входной цепи. Входное сопротивление усилителя весьма велико, поэтому коэффициент передачи входной цепи можно считать равным единице. Определим время установления входной цепи, задаваясь $C_{м} = 4$ *пф* и имея в виду, что $C = C_{вх.л} + C_{м}$:

$$\tau_{у.\ вх} = 2{,}2 C R_{г} = 2{,}2 (C_{вх.\ л} + C_{м}) R_{г} = 2{,}2\,(4{,}35 + 4)\,10^{-12} \times 1600 \cdot 10^{6} \approx 0{,}03\ мксек.$$

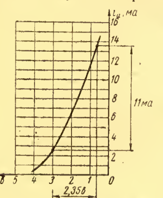


Рис. П.15. К выбору режима работы выходного каскада

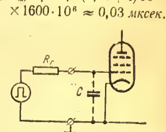


Рис. П.16. Принципиальная схема входной цепи

Расчет предварительных каскадов усилителя

Находим время установления и коэффициент усиления предварительных каскадов, воспользовавшись формулами (4.1):

$$\tau_* = \sqrt{\tau_у^2 - \tau_{у.\,вх}^2 - \tau_{у.\,вых}^2} = \sqrt{0{,}15^2 - 0{,}03^2 - 0{,}08^2} \approx$$

$$\approx 0{,}123 \text{ мксек},$$

$$K_* = \frac{K}{K_{вых}} = \frac{6000}{12{,}8} \approx 470.$$

Учитывая, что напряжение источника питания $E_п = 150$ *в*, а также в целях однотипности, для предварительных каскадов выбираем ту же лампу 6Ж1П, используя ее в типовом режиме ($E_{а0} = 120$ *в*, $I_{а0} = 8$ *ма*, $E_э = 120$ *в*, $I_э = 3$ *ма*, $E_с = -1{,}7$ *в*, $S = 5{,}15$ *ма/в*, $C_{вх.л} = 4{,}35$ *пф*, $C_{вых.л} = 2{,}35$ *пф*).

По техническим условиям выброс в переходной характеристике усилителя не должен превышать 2%, поэтому при выборе схемы коррекции в предварительных каскадах целесообразно задаться коэффициентом коррекции k, который соответствует критическому выбросу, не превышающему 2%. Из возможных схем коррекции выбираем параллельную схему коррекции (рис. 5.13, *а*).

Задаваясь $C_м = 8$ *пф* и коэффициентом коррекции $k = 0{,}36$ (соответствует критическому выбросу $\delta = 1{,}2\%$), находим обобщенное время установления $У$ (с помощью графика рис. 4.2), межкаскадную емкость $C_а$, коэффициент A (по формуле 4.5) и отношение $\frac{\tau_*}{A}$:

$$C_а = C_{вх.\,л} + C_{вых.\,л} + C_м = 4{,}35 + 2{,}35 + 8 = 14{,}7 \text{ пф},$$

$$A = \frac{УC_а}{S} = \frac{1{,}3 \cdot 14{,}7 \cdot 10^{-12}}{5{,}15 \cdot 10^{-3}} = 3{,}72 \cdot 10^{-9} \text{ сек},$$

$$\frac{\tau_*}{A} = \frac{0{,}123 \cdot 10^{-6}}{3{,}72 \cdot 10^{-9}} \approx 33.$$

С помощью графика рис. 4.1 устанавливаем, что точка с координатами $K_* = 470$ и $\frac{\tau_*}{A} = 33$ лежит несколько выше линии, соответствующей $n = 2$. Таким образом, усилитель должен содержать два предварительных каскада с параллельной схемой коррекции. Предварительные каскады целесообразно выполнить с одинаковыми коэффициентом усиления и временем установления.

Коэффициент усиления и время установления одного предварительного каскада равны:

$$K_1 = \sqrt[n]{K_*} = \sqrt{470} \approx 22,$$

$$\tau_{y1} = \frac{\tau_*}{\sqrt{n}} = \frac{0{,}123}{\sqrt{2}} \approx 0{,}087 \text{ мксек.}$$

Если учесть, что «определяющая» точка на графике рис. 4.1 лежит несколько выше линии $n = 2$, то фактическое время установления одного предварительного каскада при $K_1 = 22$ будет меньше 0,087 *мксек*.

Определим сопротивление резистора $R_а$ в анодной цепи:

$$R_а = \frac{K_1}{S} = \frac{22}{5{,}15 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-3} \approx 4{,}3 \text{ ком.}$$

Уточняем время установления

$$\tau_{y1} = УC_а R_а = 1{,}3 \cdot 14{,}7 \cdot 10^{-12} \cdot 4{,}3 \cdot 10^{3} \cdot 10^{6} \approx 0{,}082 \text{ мксек.}$$

Индуктивность корректирующей катушки предварительного каскада

$$L = kC_а R_а^2 = 0{,}36 \cdot 14{,}7 \cdot 10^{-12} (4{,}3 \cdot 10^{3})^2 \cdot 10^{6} \approx 98 \text{ мкгн.}$$

Расчет вспомогательных цепей усилителя

Вспомогательные цепи обеспечивают режим работы усилителя по постоянному току. Постоянные напряжения на управляющей и экранной сетках, а также на аноде лампы должны примерно соответствовать выбранному режиму работы.

Определим напряжение на аноде лампы (относительно катода) в предварительном и выходном каскадах.

Предварительный каскад

$$E_{a0} = E_п - I_{a0} R_a - |E_c| = 150 - 8 \cdot 10^{-3} \cdot 4{,}3 \cdot 10^3 - 1{,}7 \approx 114\ в.$$

Таким образом, E_{a0} в предварительном каскаде близко к требуемому значению 120 *в*.

Мощность, рассеиваемая на аноде лампы,

$$E_{a0} I_{a0} = 114 \cdot 8 \cdot 10^{-3} = 0{,}91\ вт < P_a = 1{,}8\ вт.$$

Выходной каскад

$$E_{a0} = E_п - I_{a0} R_a - |E_c| = 150 - 2{,}6 \cdot 10^{-3} \cdot 2{,}7 \cdot 10^3 - 3 = 140\ в.$$

Некоторый избыток напряжения (20 *в*) целесообразно погасить, включив в анодную цепь выходной лампы последовательно две фильтрующие ячейки. При этом возникает возможность непосредственно соединить экранную сетку лампы с точкой схемы, имеющей потенциал относительно катода, близкий к +120 *в*. Одну из ячеек рассчитываем исходя из требуемой степени коррекции спада вершины импульса. Вторую ячейку необходимо использовать для устранения паразитной обратной связи через общий источник питания (см. гл. 6). Постоянные времени этих ячеек

в большинстве случаев резко отличаются, в связи с чем корректирующая ячейка практически мало способствует повышению устойчивости работы усилителя. С другой стороны, вторая ячейка практически не выполняет корректирующей функции.

На основании изложенного можно представить полную принципиальную схему усилителя (рис. П. 17).

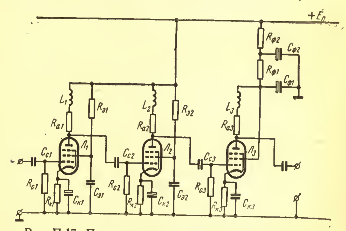


Рис. П.17. Принципиальная схема рассчитанного усилителя

Определим сопротивления резисторов в цепях катода и экранирующей сетки предварительного каскада и в цепи катода выходного каскада, подставляя соответствующие значения E_{c}, I_{a0} и $I_{э}$:

$$R_{к1} = R_{к2} = \frac{|E_{\text{c}}|}{I_{a0} + I_{э}} = \frac{1{,}7}{8 \cdot 10^{-3} + 3 \cdot 10^{-3}} \approx 150 \text{ ом},$$

$$R_{э1} = R_{э2} = \frac{E_п - E_э}{I_э} = \frac{150 - 120}{3 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-3} = 10 \text{ ком},$$

$$R_{к3} = \frac{|E_c|}{I_{a0} + I_э} = \frac{3}{2{,}6 \cdot 10^{-3} + 1{,}5 \cdot 10^{-3}} \approx 750 \text{ ом}.$$

Принимаем $R_{c1}=R_{c2}=R_{c3} = 430$ *ком*, а также задаемся емкостью конденсаторов связи и блокировочных. Емкости этих конденсаторов выбираются обычно в пределах: $C_к$— $5 \div 200$ *мкф*, $C_э$—$0{,}05 \div 1$ *мкф* и C_c—$0{,}01 \div 0{,}1$ *мкф*.

Для рассчитываемого усилителя примем $C_{к1}=C_{к2}=C_{к3}=20$ *мкф*, $C_{c1}=C_{c2}=C_{c3}=0{,}02$ *мкф* и $C_{э1}=C_{э2}=0{,}47$ *мкф*.

Определим спад вершины импульса (для импульса максимальной длительности), возникающий за счет отдельных цепей:

$$\Delta_c = \frac{\tau_и}{C_c R_c} = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{0{,}02 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}43 \cdot 10^{6}} \approx 0{,}006, \quad (0{,}6\%)$$

$$\Delta_э = \frac{\tau_и}{C_э R_{iэ}} = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{0{,}47 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^{3}} \approx 0{,}007, \quad (0{,}7\%)$$

$$\Delta_к = \frac{\tau_и S}{C_к} = \frac{50 \cdot 10^{-6} \cdot 5{,}15 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-6}} \approx 0{,}013. \quad (1{,}3\%)$$

Легко проверить, что условия $R_э \gg \frac{\tau_и}{2C_э}$ и $R_к \gg \frac{\tau_и}{2C_к}$, при которых справедлив приведенный расчет $\Delta_э$ и $\Delta_к$, выполняются.

Общий спад плоской вершины импульса, обусловленной цепями связи, экранирующей сетки и катода всех каскадов*, равен

$$\Delta_{спада} = 3\Delta_c + 2\Delta_э + 3\Delta_к = 3\cdot 0{,}006 + 2\cdot 0{,}007 + 3\cdot 0{,}013 = 0{,}071. \qquad (7{,}1\%)$$

Таким образом, цепь корректирующей ячейки должна обеспечить подъем плоской вершины импульса на 3,1% (допустимый спад плоской вершины импульса согласно техническим требованиям к усилителю 4%). Пусть корректирующей ячейкой является ячейка $C_{ф1}R_{ф1}$. Общее падение напряжения на резисторах $R_{ф1}$ и $R_{ф2}$ согласно предыдущему равно 20 *в*. Для уменьшения емкости конденсатора $C_{ф2}$ (его емкость значительна) целесообразно падение напряжения на $R_{ф2}$ принять равным $\Delta E_{ф2}=15$ *в*, а на $R_{ф1}$, соответственно $\Delta E_{ф1} = 5$ *в*. При этом

$$R_{ф1} = \frac{\Delta E_{ф1}}{I_{а0} + I_э} = \frac{5}{2{,}6\cdot 10^{-3}+1{,}5\cdot 10^{-3}}\cdot 10^{-3} \approx 1{,}2\ ком,$$

$$R_{ф2} = \frac{\Delta E_{ф2}}{I_{а0} + I_э} = \frac{15}{2{,}6\cdot 10^{-3}+1{,}5\cdot 10^{-3}}\cdot 10^{-3} \approx 3{,}6\ ком$$

---

* При определении общего спада плоской вершины импульса не учитывается доля, вносимая цепью питания экранирующей сетки выходного каскада, имеющей общие элементы с корректирующей ячейкой. Влияние указанной цепи проявляется в некотором ослаблении корректирующей функции ячейки (при $R_а \ll R_{iэ}$ оно невелико). При желании это влияние может быть учтено, если подъем плоской вершины импульса за счет корректирующей ячейки (с соответствующей поправкой) определить по приближенной формуле

$$\Delta_ф \approx \frac{\tau_и}{C_ф R_а}\left(1 - \frac{R_а}{R_{iэ}}\right).$$

Определяем емкость конденсатора корректирующей ячейки:

$$C_{ф1} = \frac{\tau_и}{R_{a3}\Delta_ф} = \frac{50\cdot10^{-6}}{2,7\cdot10^3\cdot0,031}\cdot10^6 \approx 0,6 \text{ мкф}$$

(ближайший меньший номинал 0,47 *мкф*).

Уточняем значение $\Delta_ф$:

$$\Delta_ф = \frac{\tau_и}{C_ф R_{a3}} = \frac{50\cdot10^{-6}}{0,47\cdot10^{-6}\cdot2,7\cdot10^3} \approx 0,039. \quad (3,9\%)$$

Таким образом, результирующий спад плоской вершины импульса равен

$$\Delta = \Delta_{спада} - \Delta_ф = 0,071 - 0,039 = 0,032. \quad (3,2\%)$$

Проверим усилитель на устойчивость (см. гл. 6). Принимаем емкость конденсатора фильтра $C_{ф2} = 50$ *мкф*.

Определим постоянные времени $\tau_с$, $\tau_ф$, τ_0, а также коэффициент η и коэффициент усиления двух последних каскадов K_{023}:

$$\tau_с = C_с R_с = 0,02\cdot10^{-6}\cdot0,43\cdot10^6 = 0,0086 \text{ сек},$$

$$\tau_ф = C_{ф2} R_{ф2} = 50\cdot10^{-6}\cdot3,6\cdot10^3 = 0,18 \text{ сек},$$

$$\tau_0 = C_0 R_{a3} = 50\cdot10^{-6}\cdot2,7\cdot10^3 = 0,135 \text{ сек},$$

$$\eta = \frac{\tau_ф}{\tau_с} = \frac{0,18}{0,0086} \approx 21,$$

$$K_{023} = K_2 K_{вых} = 22\cdot12,8 \approx 280.$$

Если не предусматривать фильтрующей ячейки $C_{ф2}R_{ф2}$, то условие устойчивой работы усилителя

$$K_{023} < \frac{2\tau_0}{\tau_с} = \frac{2\cdot0,135}{0,0086} \approx 31$$

не выполняется ($K_{023} = 280$).

При наличии ячейки $C_{ф2}R_{ф2}$ имеем

$$K_{023} < \frac{2\tau_0}{\tau_c} \cdot \frac{1+\eta}{1+\frac{\eta}{1+\eta}} = \frac{2 \cdot 0,135}{0,0086} \cdot \frac{1+21}{1+\frac{21}{1+21}} \approx 350,$$

т. е. усилитель будет устойчив.

В связи с малой максимальной длительностью импульса ($\tau_{и\ max}=50$ *мксек*) паразитная обратная связь практически не окажет влияния на воспроизведение вершины импульса $[K_{023}\beta\ (\tau_и) \ll \Delta]$.

Пример П.2. Рассчитать усилитель импульсных сигналов на транзисторах. Усилитель работает на емкостную нагрузку 20 *пф*. Внутренняя проводимость источника сигнала $g_г = 0,02$ *сим* $\left(R_г = \frac{1}{g_г} = 50\ ом\right)$. Параметры усиливаемых импульсов на входе усилителя: амплитуда $U_{вх} = 1$ *мв*, длительность $\tau_и=1$ *мксек*, форма прямоугольная. Предполагается, что импульсы следуют с большой скважностью. Коэффициент усиления $K = 6000$ (амплитуда импульса на выходе усилителя $U_{вых} = 6$ *в*). Полярность выходных импульсов положительная. Допустимые искажения: время установления фронта импульса $\tau_у=0,1$ *мксек*, выброс $\delta < 6\%$, спад плоской вершины импульса $\Delta < 3\%$. Напряжение источника питания $E_п = -10$ *в*. Усилитель предназначен к эксплуатации в условиях возможных изменений температуры окружающей среды в пределах $t = +20° \div +60°C$.

Из технических условий на проектируемый усилитель следует, что к нему не предъявляются требования, которые предполагали бы особый подход к его расчету. Поэтому будем придерживаться следующего общего порядка проектирования усилителя (см. § 3.5 и 4.3). Вначале, после выбора типа транзистора для выходного и предварительных

каскадов усиления, рассчитываем выходной каскад (выбор режима работы, выбор и расчет схемы температурной стабилизации рабочей точки, выбор схемы коррекции, расчет основных параметров выходного каскада) и входную цепь усилителя (коэффициент передачи и время установления фронта импульса). Далее найдем общий коэффициент усиления и общее время установления предварительных каскадов и по этим данным число каскадов (ориентировочно). Проектирование усилителя завершим выбором схемы коррекции каскадов, определением основных параметров отдельных предварительных каскадов усиления и расчетом вспомогательных цепей. При необходимости произведем уточнение расчета.

Выбор типа транзистора для выходного и предварительных каскадов усилителя

Транзистор для выходного каскада выбираем исходя из заданной амплитуды импульса напряжения на нагрузке усилителя ($U_{вых} = 6$ *в*) и времени установления фронта импульса в усилителе ($\tau_у = 0{,}1$ *мксек*). Указанным требованиям удовлетворяет транзистор типа П403, имеющий $E_{к\,max} = -10$ *в* ($E_{к\,max} > U_{вых}$) и $f_г = 120$ *Мгц*. Для максимальной частоты генерации этого транзистора выполняется условие (4.7):

$$f_г \geqslant \sqrt{\frac{3}{8\pi r_б C_к \tau_у}} = \sqrt{\frac{3}{8\pi \cdot 40 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6}}} \cdot 10^{-6} = 77 \text{ Мгц}.$$

Этот же транзистор выбираем для использования в предварительных каскадах усиления в типовом режиме ($I_{к0} = 5$ *ма*, $E_{к0} = -5$ *в*). Его низкочастотные и высокочастотные параметры в этом режиме: $g_{21} = 80$ *ма/в*, $g_{11} = 0{,}0015$ *сим*, $r_б = 40$ *ом*, $C_к = 5$ *пф*, $\tau = 0{,}007$ *мксек*, $\alpha_0 = 0{,}99$.

Выбор режима и расчет выходного каскада

Режим выходного каскада выбираем с помощью входной и выходных характеристик транзистора П403 (см. рис. П.18). Учитывая, что усилитель имеет емкостную нагрузку, сопротивление нагрузки по переменному току будет определяться только сопротивлением резистора $R_к$ в цепи коллектора. Так как импульс напряжения на нагрузке усилителя должен иметь положительную полярность, выбираем положение рабочей точки при $E_{к0} = -7{,}8$ *в* и $I_{к0} = 1{,}5$ *ма*, что соответствует току базы $I_{б0} = 20$ *мка*. При этом рабочая точка будет расположена в начале изгиба входной характеристики при $E_{б0} = -0{,}3$ *в*. Через рабочую точку из точки $E_к = E_п$ проводим нагрузочную прямую для постоянного тока (статическую линию нагрузки). Ее наклон соответствует общему сопротивлению постоянному току в цепях эмиттера и коллектора, которое равно (см. рис. П.18)

$$R_{=} = \frac{|E_п|}{I_к} = \frac{10}{6{,}8 \cdot 10^{-3}} = 1470 \text{ ом},$$

где $I_к$ — ток, соответствующий точке пересечения нагрузочной прямой с осью ординат.

Наклон нагрузочной прямой для переменного тока выбираем так, чтобы при заданной амплитуде импульса на выходе усилителя (6 *в*) транзистор использовался бы достаточно хорошо по допускаемой им амплитуде тока с учетом возможного смещения рабочей точки при изменении температуры (см. § 2.1). При этом время установления выходного каскада будет близко к минимальному.

Определяем сопротивление резистора $R_к$ по наклону нагрузочной прямой для переменного тока

$$R_к = \frac{|E_к|}{I_к} = \frac{9{,}2}{10{,}1 \cdot 10^{-3}} = 910 \text{ ом},$$

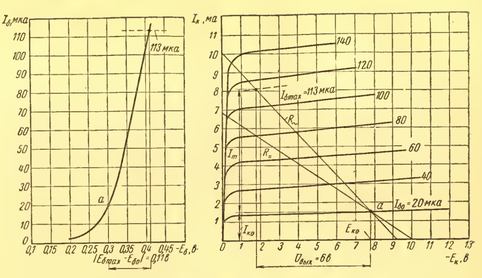


Рис. П.18. К выбору режима работы выходного каскада

где $E_к$ и $I_к$ — напряжение и ток, которые соответствуют точкам пересечения нагрузочной прямой для переменного тока с осями координат.

Определяем сопротивление резистора $R_э$ в цепи эмиттера (фильтрующую ячейку в цепи коллектора транзистора выходного каскада не предусматриваем)

$$R_э = R_{=} - R_к = 1470 - 910 = 560 \text{ ом}.$$

Находим коэффициент усиления выходного каскада, определив предварительно по входной характеристике амплитуду импульса $|E_{б\,max} - E_{б0}|$ на его входе:

$$K_{вых} = \frac{U_{вых}}{|E_{б\,max} - E_{б0}|} = \frac{6}{0,11} \approx 54.$$

Выбираем схему температурной стабилизации рабочей точки с отрицательной обратной связью по току (эмиттерную схему стабилизации). Примем допустимое изменение тока коллектора $\Delta I_{к0}$ равным 1 *ма*. Имея в виду, что для транзистора П403 обратный ток коллектора $I^{*}_{к0}$ при $t = 20°$С равен 5 *мка* (предельное значение), определяем изменение обратного тока коллектора (воспользовавшись табл. 2.1) при заданном возможном изменении температуры окружающей среды $\Delta t = t_{max} - 20° = 60° - 20° = 40°$С:

$$\Delta I^{*}_{ко} = I^{*}_{ко}\, \psi(\Delta t) = 5 \cdot 10^{-6} \cdot 20,76 \cdot 10^{3} = 0,104 \text{ ма}.$$

Находим коэффициент нестабильности:

$$S_с = \frac{\Delta I_{ко}}{\Delta I^{*}_{ко}} = \frac{1}{0,104} = 9,6.$$

Рассчитываем входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки, сопротивления резисторов R_1 и R_2 делителя в цепи базы и ток делителя (при расчете исполь-

зуем данные, полученные при выборе режима работы транзистора: $I_{к0} = 1,5$ *ма*, $I_{б0} = 20$ *мка*, $E_{б0} = -0,3$ *в*):

$$R_{ст} = R_э \frac{S_c - 1}{1 - S_c(1 - \alpha_0)} = 560 \frac{9,6 - 1}{1 - 9,6(1 - 0,99)} \approx$$

$$\approx 5,3 \cdot 10^3 \text{ ом},$$

$$R_1 = R_{ст} \frac{E_п}{E_п - E_{б0} - (I_{к0} + I_{б0}) R_э - R_{ст} \cdot I_{б0}} =$$

$$= 5,3 \cdot 10^3 \frac{10 \cdot 10^{-3}}{10 - 0,3 - (1,5 \cdot 10^{-3} + 20 \cdot 10^{-6}) 560 - 5,3 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} \approx$$

$$\approx 6,1 \text{ ком}$$

(ближайший номинал 6,2 *ком*),

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_{ст}}{R_1 - R_{ст}} = \frac{6,2 \cdot 5,3}{6,2 - 5,3} \approx 36 \text{ ком},$$

$$I_д = \frac{E_{б0} + (I_{к0} + I_{б0}) R_э}{R_1} = \frac{0,3 + (1,5 \cdot 10^{-3} + 20 \cdot 10^{-6}) \cdot 560}{6,2 \cdot 10^3} \cdot 10^3 \approx$$

$$\approx 0,19 \text{ ма } (I_д \ll I_{к0}).$$

Переходим к расчету основных параметров выходного каскада (кроме коэффициента усиления, который определен выше).

Проверим возможность выполнить каскад некорректированным (п.5.3.1, схема 1). Как следует из рис. П.18 точка с координатами $I_{к0} + \frac{I_m}{2}$ и $E_{к0} - \frac{U_{вых}}{2}$ (соответствует середине рабочего участка прямой нагрузки для переменного тока) достаточно близка к точке $I_к = 5$ *ма* и $E_к = -5$ *в*, для которой указаны усредненные низкочастотные и высокочастотные параметры транзистора (см. прило-

жение 2). Поэтому необходимости в пересчете параметров не возникает.

Учитывая, что $g_{22} \ll \frac{1}{R_к}$, влиянием параметра g_{22} пренебрегаем, при этом $R_0 = R_к = 910$ *ом.*

Определяем постоянные времени:

$$\tau_l = (1 + g_{21} r_б) C_к R_0 = (1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40) \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 910 \cdot 10^6 \approx$$
$$\approx 0{,}019 \text{ мксек},$$

$$\tau_н = C_н R_0 = 20 \cdot 10^{-12} \cdot 910 \cdot 10^6 \approx 0{,}018 \text{ мксек}.$$

Находим эквивалентную постоянную времени

$$\tau_э = \tau_l + \tau_н + \tau = 0{,}019 + 0{,}018 + 0{,}007 = 0{,}044 \text{ мксек}.$$

Рассчитываем время установления

$$\tau_у = 2{,}2\tau_э \sqrt{1 - \frac{2\,\tau\tau_н}{\tau_э^2}} =$$

$$= 2{,}2 \cdot 0{,}044 \sqrt{1 - \frac{2 \cdot 0{,}007 \cdot 0{,}018}{0{,}044^2}} = 0{,}09 \text{ мксек}.$$

Время установления оказалось близким к заданному общему времени установления усилителя, поэтому в выходной каскад необходимо ввести коррекцию. Выбираем параллельную схему коррекции (п.5.3.1, схема 2) и производим ее расчет (придерживаемся рекомендованного в описании схемы 2 порядка расчета).

Учитывая, что низкочастотным параметром g_{22} можно пренебречь (при этом $R_0 = R$), выражения безразмерных

эквивалентных постоянных времени $\tau_э''$ и $\tau_э'''$ упрощаются и принимают вид

$$\tau_э'' = 1 + \frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_l}{\tau},$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_l}{\tau} \cdot \frac{1}{1 + g_{21} r_б} + \frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_L}{\tau}\left(\frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_l}{\tau}\right)}.$$

Определяем отношения постоянных времени $\frac{\tau_н}{\tau}$ и $\frac{\tau_l}{\tau}$ (в данном случае, как и при расчете некорректированного каскада, $\tau_l = 0{,}019$ *мксек*, $\tau_н = 0{,}018$ *мксек*)

$$\frac{\tau_l}{\tau} = \frac{0{,}019}{0{,}007} = 2{,}72, \quad \frac{\tau_н}{\tau} = \frac{0{,}018}{0{,}007} = 2{,}57.$$

Задаемся $\delta = 1\%$ и по графику рис. 5.54 находим (приближенно) $b = 1{,}7$. Имея в виду, что $b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''}$, решаем уравнение $\tau_э'' = b\,\tau_э'''$ относительно $\frac{\tau_L}{\tau}$, подставляя в него приведенные выше упрощенные выражения $\tau_э''$ и $\tau_э'''$. Решение уравнения представится в виде

$$\frac{\tau_L}{\tau} = \frac{\left(1 + \frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_l}{\tau}\right)^2 - \left(\frac{\tau_l}{\tau} \cdot \frac{1}{1 + g_{21} r_б} + \frac{\tau_н}{\tau}\right) b^2}{\left(\frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_l}{\tau}\right) b^2} =$$

$$= \frac{(1 + 2{,}57 + 2{,}72)^2 - \left(2{,}72 \cdot \frac{1}{1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40} + 2{,}57\right) \cdot 1{,}7^2}{(2{,}57 + 2{,}72)\, 1{,}7^2} =$$

$$= 1{,}98.$$

Определяем безразмерную эквивалентную постоянную времени $\tau_э'''$ и коэффициент a:

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_l}{\tau} \cdot \frac{1}{1 + g_{21} r_б} + \frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_L}{\tau}\left(\frac{\tau_н}{\tau} + \frac{\tau_l}{\tau}\right)} =$$

$$= \sqrt{2{,}72 \cdot \frac{1}{1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40} + 2{,}57 + 1{,}98\,(2{,}57 + 2{,}72)} =$$

$$= 3{,}70,$$

$$a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''} = \frac{1{,}98}{3{,}70} \approx 0{,}54.$$

По графику рис. 5.54 уточняем значение выброса ($\delta \approx \approx 0{,}8\%$). По графику рис. 5.55 определяем обобщенное время установления ($У \approx 2{,}26$) и рассчитываем время установления $\tau_{у.вых}$:

$$\tau_{у.\,вых} = У \tau_э''' \tau = 2{,}26 \cdot 3{,}70 \cdot 0{,}007 \approx 0{,}058 \text{ мксек}.$$

Время установления следует считать приемлемым, поскольку оно близко к $0{,}6\ \tau_у$ — общему времени установления усилителя (см. § 3.5).

Определяем индуктивность корректирующей катушки

$$L = \left(\frac{\tau_L}{\tau}\right) \tau \cdot R = 1{,}98 \cdot 0{,}007 \cdot 10^{-6} \cdot 910 \cdot 10^{6} \approx 12{,}5 \text{ мкгн}$$

Расчет схемы температурной стабилизации рабочей точки транзистора предварительного каскада

Как указывалось выше, для работы в предварительных каскадах выбран транзистор типа П403 в типовом режиме ($I_{к0} = 5$ *ма*, $E_{к0} = -5$ *в*, $I_{б0} = 68$ *мка*, $E_{б0} = -0{,}36$ *в*).

Определим соответствующее этому режиму сопротивление постоянному току $R_=$. Учитывая, что нагрузочная прямая для постоянного тока выходит из точки $E_к = E_п$ и проходит через рабочую точку, сопротивление $R_=$ можно определить по формуле

$$R_= = \frac{|E_п - E_{к0}|}{I_{к0}} = \frac{10-5}{5 \cdot 10^{-3}} = 1000 \ ом.$$

Зададимся сопротивлением резистора в цепи эмиттера равным 330 *ом* (очевидно, что в этом случае сопротивление в цепи коллектора должно быть равно $R_= - R_э = 1000 - 330 = 670$ *ом* и слагаться в общем случае из сопротивлений резисторов $R_к$ и $R_ф$).

Допустимое изменение тока коллектора примем равным $0{,}1 I_{к0}$, т. е.

$$\Delta I_{к0} = 0{,}1 \, I_{к0} = 0{,}1 \cdot 5 = 0{,}5 \ ма.$$

При расчете выходного каскада было определено изменение обратного тока коллектора (расчет сохраняет справедливость и для предварительных каскадов), равное 0,104 *ма*. Таким образом, для коэффициента нестабильности получим

$$S_с = \frac{\Delta I_{к0}}{\Delta I_{к0}^*} = \frac{0{,}5}{0{,}104} = 4{,}8.$$

Далее последовательно определяем входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки, сопротивления резисторов делителя в цепи базы R_1 и R_2, а также ток делителя $I_д$:

$$R_{ст} = R_э \frac{S_с - 1}{1 - S_с(1-\alpha_0)} = 330 \ \frac{4{,}8-1}{1-4{,}8(1-0{,}99)} = 1320 \ ом,$$

$$R_1 = R_{ст} \frac{E_п}{E_п - E_{б0} - (I_{к0} + I_{б0}) R_э - R_{ст} I_{б0}} =$$

$$= 1320 \frac{10}{10 - 0,36 - (5 \cdot 10^{-3} + 68 \cdot 10^{-6}) 330 - 1320 \cdot 68 \cdot 10^{-6}} =$$

$$= 1670 \text{ ом},$$

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_{ст}}{R_1 - R_{ст}} = \frac{1670 \cdot 1320}{1670 - 1320} = 6300 \text{ ом}$$

(ближайшие номиналы: $R_1 = 1600$ *ом*, $R_2 = 6200$ *ом*),

$$I_д = \frac{E_{б0} + (I_{к0} + I_{б0}) R_э}{R_1} = \frac{0,36 + (5 \cdot 10^{-3} + 68 \cdot 10^{-6}) 330}{1600} \cdot 10^3 \approx$$

$$\approx 1,3 \text{ ма}.$$

Как следует из расчета, ток делителя $I_д$ существенно меньше постоянной составляющей тока $I_{к0}$.

Расчет входной цепи

При расчете входной цепи воспользуемся описанием схемы 10 (п.5.3.1), полагая предварительно, что резистор в цепи эмиттера блокирован конденсатором большой емкости.

Определяем эквивалентное сопротивление R_0:

$$R_0 = \frac{1}{g_г + g_{11} + \frac{1}{R_{ст}}} = \frac{1}{0,02 + 0,0015 + \frac{1}{1320}} \approx 45 \text{ ом}.$$

Коэффициент передачи входной цепи равен

$$K_{вх} = g_г R_0 = 0,02 \cdot 45 = 0,9.$$

Определяем постоянную времени τ_s, ориентировочно полагая коэффициент усиления первого каскада равным 15:

$$\tau_s = K_0 C_к R_0 = 15 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 45 \cdot 10^6 \approx 0{,}0034 \text{ мксек.}$$

Находим эквивалентную постоянную времени $\tau_э$ и далее время установления фронта импульса во входной цепи:

$$\tau_э = \tau \left(g_г R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{r_б} \right) + \tau_s =$$

$$= 0{,}007 \left(0{,}02 \cdot 45 + \frac{45}{1320} + \frac{45}{40} \right) + 0{,}0034 \approx 0{,}018 \text{ мксек,}$$

$$\tau_{у.\,вх} = 2{,}2\,\tau_э = 2{,}2 \cdot 0{,}018 \approx 0{,}04 \text{ мксек.}$$

Определение числа предварительных каскадов

Определяем число предварительных каскадов усиления, следуя методике, изложенной в § 4.1 и 4.3.

Находим время установления и коэффициент усиления предварительных каскадов:

$$\tau_* = \sqrt{\tau_у^2 - \tau_{у.\,вх}^2 - \tau_{у.\,вых}^2} = \sqrt{0{,}1^2 - 0{,}04^2 - 0{,}058^2} \approx$$

$$\approx 0{,}071 \text{ мксек,}$$

$$K_* = \frac{K}{K_{вх} \cdot K_{вых}} = \frac{6000}{0{,}9 \cdot 54} \approx 124.$$

Коэффициент B, используемый при определении числа предварительных каскадов, рассчитан в примере 4.1 и равен 0,0079 *мксек*.

Находим отношение $\frac{\tau_*}{B}$

$$\frac{\tau_*}{B} = \frac{0,071}{0,0079} = 9.$$

На графике рис. 4.6 «определяющая» точка с координатами $\frac{\tau_*}{B} = 9$ и $K_* = 124$ располагается между линиями, которые соответствуют двум и трем каскадам. Учитывая, что предоконечный каскад испытывает значительную нагрузку в связи с большим коэффициентом усиления выходного каскада (большая динамическая емкость $K_{вых} C_к$), принимаем число предварительных каскадов равным трем. По указанной причине третий каскад выполняем с высокочастотной коррекцией, а первые два каскада — некорректированными.

Определяем ориентировочно коэффициент усиления и время установления одного предварительного каскада:

$$K_{пр.к} = \sqrt[n]{K_*} = \sqrt[3]{124} \approx 5,$$

$$\tau_{у.пр.к} = \frac{\tau_*}{\sqrt{n}} = \frac{0,071}{\sqrt{3}} = 0,041 \text{ мксек.}$$

Определение основных параметров первого, второго и третьего каскадов

Начинаем с расчета третьего предоконечного каскада. Выполняем третий каскад с параллельной схемой коррекции (см. п. 5.3.1, схема 4).

Определяем эквивалентное сопротивление R_0:

$$R_0 = \frac{K_0}{g_{21}} = \frac{5}{80 \cdot 10^{-3}} = 62,5 \text{ ом.}$$

Используя формулу эквивалентного сопротивления R_0, находим сопротивление резистора R (в выражение R входит входное сопротивление схемы стабилизации рабочей точки транзистора выходного каскада):

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_0} - g_{11} - \frac{1}{R_{ст}}} = \frac{1}{\frac{1}{62,5} - 0,0015 - \frac{1}{5300}} \approx 70 \ ом$$

(ближайший номинал 68 *ом*).

Находим постоянные времени τ_l и τ_s (в выражение τ_s входит коэффициент усиления выходного каскада) и отношения

$$\frac{\tau_l}{\tau} \text{ и } \frac{\tau_s}{\tau}:$$

$$\tau_l = (1 + g_{21} r_б) C_к R_0 = (1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40) \cdot 5 \cdot 10^{-12} \times$$
$$\times 62,5 \cdot 10^6 \approx 0,0013 \ мксек,$$

$$\tau_s = K_{вых} C_к R_0 = 54 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 62,5 \cdot 10^6 \approx 0,017 \ мксек,$$

$$\frac{\tau_l}{\tau} = \frac{0,0013}{0,007} \approx 0,19, \quad \frac{\tau_s}{\tau} = \frac{0,017}{0,007} \approx 2,4.$$

Задаемся $\frac{\tau_L}{\tau} = 3$ и определяем безразмерные эквивалентные постоянные времени:

$$\tau_э' = \frac{\tau_L}{\tau} = 3,$$

$$\tau_э'' = \frac{\tau_l}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{\tau_L}{\tau}\left(g_{11} R_0 + \frac{R_0}{R_{ст}}\right) + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{R} + \frac{R_0}{r_б} =$$
$$= 0,19 + 2,4 + 3\left(0,0015 \cdot 62,5 + \frac{62,5}{5300}\right) + \frac{62,5}{5300} +$$
$$+ \frac{62,5}{68} + \frac{62,5}{40} = 5,40,$$

$$\tau_э''' = \sqrt{\frac{\tau_L}{\tau}\left(\frac{\tau_l}{\tau} + \frac{\tau_s}{\tau} + \frac{R_0}{R_{ст}} + \frac{R_0}{r_б}\right)} =$$

$$= \sqrt{3\left(0{,}19 + 2{,}4 + \frac{62{,}5}{5300} + \frac{62{,}5}{40}\right)} = 3{,}53.$$

Определяем коэффициенты a и b:

$$a = \frac{\tau_э'}{\tau_э'''} = \frac{3}{3{,}53} = 0{,}85, \quad b = \frac{\tau_э''}{\tau_э'''} = \frac{5{,}40}{3{,}53} = 1{,}53.$$

По графикам рис. 5.54 и 5.55 находим выброс и обобщенное время установления ($\delta \approx 5\%$ и $У \approx 1{,}58$).

Рассчитываем время установления третьего каскада

$$\tau_у = У\tau_э''' \tau = 1{,}58 \cdot 3{,}53 \cdot 0{,}007 \approx 0{,}039 \text{ мксек.}$$

Определяем индуктивность корректирующей катушки

$$L = \left(\frac{\tau_L}{\tau}\right)\tau R = 3 \cdot 0{,}007 \cdot 10^{-6} \cdot 68 \cdot 10^{6} \approx 1{,}4 \text{ мкгн.}$$

Выброс $\sim 5\%$ в переходной характеристике третьего каскада вполне допустим, если учесть, что, кроме третьего каскада, выброс имеется еще только в переходной характеристике выходного каскада ($\delta \approx 0{,}8\%$). Кроме того, входная цепь и первые два некорректированных каскада, имеющие монотонные переходные характеристики, способствуют уменьшению выброса (по техническим условиям выброс в переходной характеристике усилителя не должен превышать 6%).

Переходим к расчету первого и второго некорректированных каскадов (см. п. 5.3.1, схема 3). Параметры этих каскадов одинаковы. Эквивалентное сопротивление R_0 в

первом и втором каскадах будет таким же, как и в третьем (каскады имеют одинаковый коэффициент усиления), т. е. $R_0 = 62{,}5$ *ом*.

Находим постоянные времени τ_l и τ_s:

$$\tau_l = (1 + g_{11} r_б) C_к R_0 = (1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 40) \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 62{,}5 \times \times 10^6 \approx 0{,}0013 \text{ мксек.}$$

$$\tau_s = K_0 C_к R_0 = 5 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 62{,}5 \cdot 10^6 \approx 0{,}0016 \text{ мксек.}$$

Определяем эквивалентную постоянную времени $\tau_э$:

$$\tau_э = \tau_l + \tau_s + \tau \left(1 - g_{11} R_0 + \frac{R_0}{r_б}\right) =$$

$$= 0{,}0013 + 0{,}0016 + 0{,}007 \left(1 - 0{,}0015 \cdot 62{,}5 + \frac{62{,}5}{40}\right) \approx$$

$$\approx 0{,}02 \text{ мксек.}$$

Рассчитываем время установления одного некорректированного каскада:

$$\tau_у = 2{,}2 \tau_э = 2{,}2 \cdot 0{,}02 = 0{,}044 \text{ мксек.}$$

Исходя из формулы эквивалентного сопротивления R_0, определяем сопротивление резистора $R_к$:

$$R_к = \frac{1}{\frac{1}{R_0} - g_{11} - \frac{1}{R_{ст}}} = \frac{1}{\frac{1}{62{,}5} - 0{,}0015 - \frac{1}{1320}} \approx 73 \text{ ом}$$

(ближайший номинал 75 *ом*).

Расчет показал, что требования, предъявленные к основным параметрам каскадов усилителя, удовлетворяются. Фактическое время установления фронта импульса

во входной цепи будет несколько меньше, если учесть, что коэффициент усиления первого каскада меньше того, который принят при расчете входной цепи.

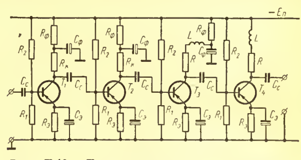


Рис. П.19. Принципиальная схема рассчитанного усилителя

Принципиальная схема усилителя представлена на рис. П.19.

Расчет вспомогательных цепей

Расчет основных параметров предварительных каскадов показал, что сопротивления резисторов $R_к$ в первом и втором каскадах, а также сопротивление резистора R в третьем каскаде существенно меньше общего сопротивления в цепи коллектора каждого каскада. Поэтому во всех предварительных каскадах предусматриваем фильтрующие (корректирующие) ячейки в цепях коллектора.

Определяем сопротивление резистора $R_ф$ в первом и втором каскадах:

$$R_ф = R_= - R_э - R_к = 1000 - 330 - 75 = 595\ ом$$

(ближайший номинал 620 *ом*).

В третьем каскаде, где сопротивление резистора R равно 68 *ом*, резистор $R_ф$ также можно выбрать с номинальным сопротивлением 620 *ом*.

Зададимся следующими емкостями конденсаторов в цепях связи и эмиттера: $C_с=0,22$ *мкф*, $C_э=10$ *мкф*.

Определим спад плоской вершины импульса за счет цепей связи.

Входная цепь

$$\Delta_{с\ вх} = \frac{\tau_и}{C_с\left(R_г + \frac{R_{ст}}{1+g_{11}R_{ст}}\right)} =$$

$$= \frac{10^{-6}}{0,22\cdot 10^{-6}\left(50 + \frac{1320}{1+0,0015\cdot 1320}\right)} \approx 0,0093. \quad (0,93\%)$$

Первый и второй каскады

$$\Delta_{с1} = \Delta_{с2} = \frac{\tau_и}{C_с\left(R_к + \frac{R_{ст}}{1+g_{11}R_{ст}}\right)} =$$

$$= \frac{10^{-6}}{0,22\cdot 10^{-6}\left(75 + \frac{1320}{1+0,0015\cdot 1320}\right)} \approx 0,0089. \quad (0,89\%)$$

Третий каскад

$$\Delta_{с3} = \frac{\tau_и}{C_с\left(R + \frac{R_{ст}}{1+g_{11}R_{ст}}\right)} =$$

$$= \frac{10^{-6}}{0,22\cdot 10^{-6}\left(68 + \frac{5300}{1+0,0015\cdot 5300}\right)} \approx 0,0068. \quad (0,68\%)$$

Спад плоской вершины импульса за счет цепи в эмиттере будет одинаков во всех каскадах усилителя и равен

$$\Delta_э = \frac{(g_{21} + g_{11})\,\tau_и}{C_э} = \frac{(80\cdot 10^{-3} + 0,0015)\,10^{-6}}{10\cdot 10^{-6}} \approx 0,0082.(0,82\%)$$

Общий спад плоской вершины импульса, вызванный цепями связи и эмиттера (в процентах):

$$\Delta = \Delta_{c\ вх} + \Delta_{c1} + \Delta_{c2} + \Delta_{c3} + 4\Delta_э =$$

$$= 0,93 + 0,89 + 0,89 + 0,68 + 4\cdot 0,82 = 6,67\,\%.$$

Исходя из формулы подъема плоской вершины импульса за счет цепи фильтрующей (корректирующей) ячейки в цепи коллектора, определим емкость конденсатора $C_ф$, задаваясь подъемом плоской вершины импульса, равным 1,5% на одну корректирующую ячейку. При этом спад плоской вершины импульса будет меньше 3%.

Первый и второй каскады

$$C_ф = \frac{\tau_и}{R_к\left(1 + g_{11}R_к + \dfrac{R_к}{R_{ст}}\right)\Delta_ф} =$$

$$= \frac{10^{-6}}{75\left(1 + 0,0015\cdot 75 + \dfrac{75}{1320}\right)0,015}\cdot 10^6 \approx 0,76\ \textit{мкф}.$$

Третий каскад

$$C_ф = \frac{\tau_и}{R\left(1 + g_{11}R + \dfrac{R}{R_{ст}}\right)\Delta_ф} =$$

$$= \frac{10^{-6}}{68\left(1 + 0,0015\cdot 68 + \dfrac{68}{5300}\right)0,015}\cdot 10^6 \approx 0,88\ \textit{мкф}.$$

Конденсаторы $C_ф$ выбираем одинаковой емкости — 0,68 *мкф* (ближайший меньший номинал).

На этом электрический расчет усилителя заканчивается. Все требования, которые были предъявлены к усилителю, выполнены. Как следует из результатов расчета, необходимости в его уточнении не возникло. Коэффициент усиления спроектированного четырехкаскадного усилителя может быть при желании увеличен или время установления фронта импульса соответственно снижено, если в первые два каскада (или в один из них) ввести коррекцию.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мамоикин И. Г. Импульсные усилители. Госэнергоиздат, 1958.
2. Воронов А. А. К приближенному построению кривых переходного процесса по вещественной частотной характеристике. «Автоматика и телемеханика», 1952, т. 13, № 6.
3. Лурье О. Б. Усилители видеочастоты. Изд-во «Советское радио», 1961.
4. Elmor W. C. Transient response of damped linear networks with particular regard to wideband amplifiers. J. Appl. Phys, 1948, v. 19, № 1.
5. Волков Ю. А. Время нарастания фронта в многокаскадных усилителях на транзисторах. Изв. вузов СССР — Радиотехника, 1964, т. 7, № 4.
6. Варшавер Б. А. Проектирование импульсных усилителей. Изд. МЭИ, 1953, 1959.
7. Евтянов С. И. Переходные процессы в приемно-усилительных схемах. Связьиздат, 1948.
8. Транзисторы и полупроводниковые диоды. Связьиздат, 1963.
9. Мигулин И. Н. Эквивалентные схемы и параметры плоскостных полупроводниковых триодов. «Электросвязь», 1956, т. 10, № 9.
10. Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н. Основы теории и расчета транзисторных схем. Изд-во «Советское радио», 1963.
11. Валитов Р. А., Тарасов В. Л., Шишкин Л. А. и др. Измерения параметров полупроводниковых триодов. Изд. Харьковского университета, 1960.

12. Ши Р. Ф. Усилители звуковой частоты на полупроводниковых триодах. ИЛ, 1957.
13. Степанов Д. В. Импульсные усилители. Госэнергоиздат, 1954.
14. Файзулаев Б. Н. К расчету катодного повторителя в импульсном режиме. «Радиотехника», 1955, № 5.
15. Брауде Г. В., Епанешников К. В., Климушев Б. Я. Расчет сложной схемы коррекции телевизионных усилителей. «Радиотехника», 1949, № 6, 1950, № 2.
16. Другов В. М. Определение оптимальных параметров усилителей импульсов со сложной коррекцией. «Радиотехника», 1953, т. 8, № 4.
17. Меерович Л. А., Зеличенко Л. Г. Импульсная техника. Изд.-во «Советское радио», 1953.
18. Ризкин А. А. Основы теории и расчета электронных усилителей. Изд-во «Энергия», 1965.
19. Ризкин А. А. Полупроводниковые усилители. Связьиздат, 1962.
20. Пустынский И. Н. Расчет транзисторных видеоусилителей. Изд. Томского университета, 1962.
21. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Госэнергоиздат, 1963.
22. Эрглис К. Э., Степаненко И. П. Электронные усилители. Изд-во «Наука», 1964.
23. Шац С. Я. Транзисторы в импульсной технике. Судпромгиз, 1963.
24. Расчет транзисторных цепей. Под общей редакцией Р. Ф. Ши. Изд-во «Энергия», 1964.
25. Крейцер В. Л. Видеоусилители. Изд-во «Советское радио», 1952.
26. Цыкин Г. С. Электронные усилители. Изд-во «Связь», 1965.
27. Тишенко А. М., Лебедев Б. М., Штерк М. Д., Климушев Б. Я., Федоринин А. А., Егорычев В. И. Расчет и проектирование импульсных устройств на транзисторах. Изд-во «Советское радио», 1964.
28. Теория и расчет основных радиотехнических схем на транзисторах. Изд-во «Связь», 1964.
29. Полковский И. М. Стабилизированные усилительные устройства на транзисторах. Изд-во «Энергия», 1965.
30. Лоу, Эндерс, Зевелс, Вельдхауэр, Ченг. Основы полупроводниковой электроники. Изд-во «Советское радио», 1958.

31. Козннцева Л. П. Усилнтелн иа полупроводнинковых триодах. Изд-во «Высшая школа», 1965.
32. Полупроводниковые приборы и нх прнмененне. Сб. статей под ред. Я. А. Федотова. Вып. 1—16. Изд-во «Советское радно», 1956—1966.
33. Бройде А. М., Тарасов Ф. И. Справочник по электровакуумным н полупроводниковым прнборам. Госэнергонздат, 1962.
34. Бонч-Бруевич А. М. Прнмененне электронных ламп в экспериментальной фнзнке. Гостехнздат, 1956.
35. Ицхокн Я. С. Импульсные устройства. Изд-во «Советское радно», 1959.
36. Лурье О. Б. Нестацнонарные явлення и нскажения, вносимые усилнтелями на высокой частоте в телевндении. ЖТФ, 1939, т. 9, вып. 1.
37. Muller F. A. High frequency compensation of RC amplifiers. Proc. IRE, 1954, v. 42, № 8.
38. Моругнн Л. А., Глебович Г. В. Наносекундная нмпульсная техника. Изд-во «Советское радно», 1964.
39. Прозоровскнй Ю. Н. О выборе вндеоусилнтелей. «Раднотехннка», 1957, т. 12, № 3.
40. Файзулаев Б. Н. Полупроводннковые каскады в переходном режнме. Изд-во «Связь», 1965.
41. Мамоикии И. Г. Усилнтельные устройства. Изд-во «Связь», 1966.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРИЛОЖЕНИЯ

Борис Аронович Варшавер

Расчет и проектирование импульсных усилителей

Редакторы *И. Н. Гельфер, И. М. Волкова*

Редактор издательства *Е. А. Бурдова*
Художественный редактор *Н. К. Гуторов*
Переплет художника *Ф. И. Гальцева*
Техн. редактор *А. С. Кочетова*
Корректор *Л. Тарасова*

Т-02796. Сдано в набор 10/X-66 г. Подп. к печати 19/IV-67 г. Формат $70\times108^{1}/_{32}$. Объем 10,5 п. л. Усл. п. л. 14,7. Уч.-изд. л. 12,21. Индекс ЭР—11. Тираж 60000. Заказ 852.
Цена 49 коп.
Тематический план издательства «Высшая школа» (вузы и техникумы) на 1967 г. Позиция № 115

Москва, К—51, Неглинная ул., д. 29/14,
Издательство «Высшая школа»

Ярославский полиграфкомбинат Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Ярославль, ул. Свободы, 97.